NR IND 372161

praktyczny Elektronik

WWW.PE.COM.PL

nr 3'2001 (104) CENA 5,80 PLN (zawiera 7% VAT), DM 4 ISSN 1232-2628

Śpiewać każdy może... Karaoke

Automatyczna blokada drzwi

Elektroniczny zapłon do samochodu

Rowerowe światło pozycyjne

Miernik wysterowania

Okładka do pudełka na CD-ROM'y CD-PE





Silne prądy

Kiedyś dawno temu zostałem zapytany o mój zawód. Odpowiedziałem, że jestem elektronikiem, lecz mój rozmówca jako osoba znacznie starsza nie zrozumiał dokładnie mojej odpowiedzi i spytał się czy jestem od silnych czy od słabych prądów. Z kolei ja nie zrozumiałem tej odpowiedzi. Okazało się, że dawny podział przebiegał następująco: elektrycy, to ci od silnych prądów, a elektronicy są od słabych prądów. Można się z tym zgodzić. Wszak dla elektronika prąd o wartości kilku amperów to już duża sprawa natomiast dla elektryka to bułka z masłem. Warto jednak wspomnieć o energoelektronikach, czyli elektronikach od silnych prądów.

Spotykając się ze słabymi prądami nie zdajemy sobie sprawy w jaki sposób współczesny człowiek uzależnił się od energii elektrycznej. Praktycznie wszystko co nas otacza jest „na prąd". Począwszy od opisanych w tym numerze PE układów elektronicznych, poprzez komputery na których powstaje to pismo, a skończywszy na maszynach poligraficznych, które je drukują. Niedawno podczas dyskusji starałem się uświadomić moich znajomych lekarzy o roli jaka odgrywa energia elektryczna w naszym codziennym życiu. Czym bowiem skończy się powszechny i generalny strajk lekarzy? Przed czasem umrze kilkuset lub kilka tysięcy pacjentów w szpitalach i nic poza tym. Totalne wyłączenie energii elektrycznej sparaliżuje całkowicie nasze życie. Począwszy od banalnych ciemności wieczorem na wyłączeniu szpitali skończywszy. W pierwszym okresie elektrycznej apokalipsy szpitale przejdą na zasilanie z agregatów, lecz szybko zabraknie paliwa a pompy na stacjach benzynowych nie działają bez prądu. Natomiast pompek ręcznych nie widziałem od lat. Gdy zabraknie prądu zabraknie także wody, a wraz z jej brakiem koniec z higieną, zaczną się masowe zachorowania itd.

Zatem szanujmy prąd i urządzenia go dostarczające. Jest on bowiem tak samo niezbędny jak powietrze którym oddychamy i woda którą pijemy. A prąd to taki niewielki ruch elektronów których nikt nigdy nie widział i nigdy nie zobaczy.

Redaktor Naczelny
Dariusz Cichoński



Spis treści

Płytki drukowane wysyłane są za zaliczeniem pocztowym. Orientacyjny czas oczekiwania wynosi 3 tygodnie. Zamówienia na płytki drukowane, układy programowane i zestawy prosimy przesyłać na kartach pocztowych, na kartach zamówień zamieszczanych w PE, faksem lub pocztą elektroniczną. Koszt wysyłki wynosi 10 zł bez względu na kwotę pobrania. W sprzedaży wysyłkowej dostępne są archiwalne numery „Praktycznego Elektronika", wykaz numerów na stronie 20. Kserokopie artykułów i całych numerów, których nakład został wyczerpany wysyłamy w cenie 2,50 zł za pierwszą stronę, za każdą następną 0,50 zł + koszty wysyłki.

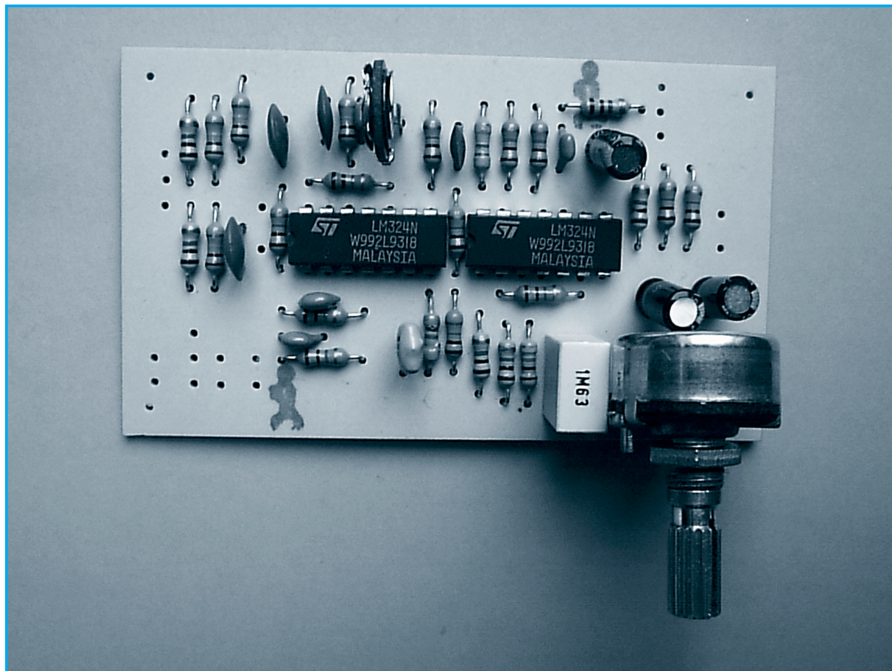
Adres Redakcji:
„Praktyczny Elektronik"
ul. Jaskółcza 2/5
65-001 Zielona Góra
tel/fax.: (0-68) 324-71-03 w godzinach 8⁰⁰-10⁰⁰
e-mail: *redakcja@pe.com.pl*; *http://www.pe.com.pl*
Redaktor Naczelny:
mgr inż. Dariusz Cichoński
Skład Komputerowy:
Paweł Witek

Zdjęcie na okładce: Ireneusz Konieczny

Druk: Zakłady Graficzne „ATEXT" Gdańsk

Śpiewać każdy może... Karaoke

Śpiew był dawniej bardziej popularną formą spędzania wolnego czasu, aktualnie zepchnięty na dalszy plan przez radio i telewizję. W krajach dalekiego wschodu łącznie z Japonią modne jest wcielanie się w swych idoli – piosenkarzy i śpiewanie ich piosenek do muzyki odtwarzanej z kompaktu czy magnetofonu. Ta forma śpiewu nazywana jest właśnie „Karaoke". Chcemy uczynić ją dostępną za pośrednictwem układu dołączanego do wejścia sprzętu audio. Głównym zadaniem układu jest zredukowanie głosu solisty w odtwarzanym nagraniu jak i możliwość dołączenia mikrofonu.



Schemat ideowy i działanie

Proponowany do wykonania układ jest układem analogowym wykorzystującym dwa poczwórne wzmacniacze operacyjne LM 324. Wzmacniacze te odznaczają się bardzo małym poborem mocy co predestynuje je do zastosowań bateryjnych. Takie właśnie zasilanie przewidziano dla układu karaoke. Najistotniejszą jego cechą jest bezpieczeństwo, ważne zwłaszcza przy realizacji układu przez mniej doświadczonych amatorów elektroniki i śpiewu.

Podstawową przesłanką koncepcji układu jest preparowanie dźwięku stereofonicznego podczas nagrań studyjnych lub koncertów. Zazwyczaj głos solisty umiejscawiany jest w środku planu dźwiękowego. Oznacza to, że takie same składowe sygnału odpowiadające głosowi solisty (śpiewaczki, śpiewaka) powinny być podawane do obydwu kanałów.

Podanie sygnałów obu kanałów na wejście wzmacniacza różnicowego powinno spowodować wyeliminowanie z sygnału wyjściowego składowych o takich samych wielkościach i zgodnych fazach. Na wyjściu pojawi się sygnał będący różnicą sygnałów obu kanałów. Oprócz głosu solisty zostaną wyeliminowane niskie częstotliwości, które zwykle także mają jednakowe poziomy w obu kanałach. Wymaga to dodatkowego toru podającego sygnały o niskich częstotliwościach na wyjście układu. Tak spreparowany sygnał będzie sygnałem monofonicznym. Można uzyskać stłumienie głosu solisty rzędu 20 dB (10×).

Na schemacie elektrycznym układu można wyróżnić trzy tory wejściowe. Pierwszy stereofoniczny dla częstotliwości powyżej 200 Hz (US1A, US1B). Drugi monofoniczny dla częstotliwości do 200 Hz (US1D) i trzeci monofoniczny dla sygnału z mikrofonu (US2A).

Zaczniemy opis od wejść kanałów WEL i WEP toru stereofonicznego. Może być podawany na nie sygnał z odtwarzacza płyt kompaktowych lub z magnetofonu. Układ można włączyć także w miejsce korektora graficznego. Przez kondensatory C1 i C2 sygnały podawane są odpowiednio do wtórników US1A i US1B. Małe pojemności kondensatorów tworzą z rezystancjami R5 i R6 filtry górno przepustowe (f_d = 200 Hz). Z wyjść wtórników sygnały podawane są do wzmacniacza różnicowego zrealizowanego na wzmacniaczu operacyjnym US1C.

Symetrię wzmacniacza różnicowego ma zapewnić rezystor nastawny P1, chociaż jest ona wystarczająco dobra po zastosowaniu elementów (R7, R8, R9, P1 – jako rezystor 10 kΩ) o tolerancji co najmniej 2%. Rezystor nastawny może być zastąpiony potencjometrem co pozwoli na „poszukiwanie solisty" na scenie dźwiękowej w celu wyeliminowania jego głosu. Zadaniem dołączanego przełącznikiem WŁ1 kondensatora C5 jest wprowadzenie asymetrii wzmacniacza różnicowego dla wyższych częstotliwości przy odtwarzaniu nagrania monofonicznego. Dzięki temu pojawią się one na wyjściu i usłyszymy je w spreparowanym podkładzie muzycznym. Wymagają tego także niektóre nagrania stereofoniczne.

Rezystory R3, R4 i R11 sumują sygnały wejściowe kanałów L i P. Jednocześnie wprowadzają tłumienie sygnału sumy. Zadaniem kondensatora C6 jest ograniczenie pasma sygnału sumy do około 200 Hz. Wzmacniacz nieodwracający US1D kompensuje tłumienie sygnału wprowadzane przez układ sumujący. Pojemność C7 zwiększa nachylenie charakterystyki filtrującej (filtr dolnoprzepustowy). Dzięki temu częstotliwość 1 kHz jest tłumiona silniej niż 20 dB.

Sygnał różnicowy (średnie i wysokie częstotliwości) oraz sumacyjny (niskie tony) są podawane do układu sumującego wykorzystującego wzmacniacz operacyjny US2C odpowiednio przez rezystory R10 i R14. Wzmocnienia poszczególnych stopni są tak dobrane, aby wypadkowe wzmocnienie wynosiło 1 V/V. Pozwala to na uzyskanie dużej rozpiętości sygnałów. Maksymalny sygnał wejściowy wynosi 2 V (wartość skuteczna)

Tor mikrofonowy dostosowany jest do mikrofonu elektretowego, który wymaga dodatkowego zasilania zrealizowanego za pomocą elementów R19 i C8. Można za-

stosować inne rodzaje mikrofonów, które jak np. dynamiczny nie wymagają zasilania. Tor mikrofonowy zapewnia pasmo częstotliwości od 100 do 10.000 Hz. Zastosowanie mikrofonu dynamicznego wymaga zmiany charakterystyki częstotliwościowej przez zwiększenie pojemności kondensatora C10. Wzmocnienie wzmacniacza mikrofonowego (US2A) wynosi 40 V/V. Należy je dobrać do czułości posiadanego mikrofonu.

Wzmocniony sygnał mikrofonowy przez kondensator C11 podawany jest dalej do potencjometru regulacji siły głosu P2. Kolejnym układem jest wtórnik na US2B i dalej układ sumujący z US2C.

Monofoniczny sygnał wyjściowy z US2C rozdzielany jest rezystorami R16 i R17 na oba kanały i przez przełącznik WŁ2 podawany na wyjścia WYL i WYP. Zadaniem przełącznika WŁ2 jest wyeliminowanie działania układu karaoke bez potrzeby jego odłączania. Dodatkowa sekcja tego przełącznika może posłużyć do wyłączania zasilania.

Układ zasilany jest z bateryjki o napięciu 9 V. Wzmacniacz US2D służy do symetryzacji napięcia zasilania wzmacniaczy operacyjnych. Pobór prądu z podłączonym mikrofonem elektretowym wynosi około 3 mA. Mikrofon pobiera prąd 0,2 do 0,5 mA.

Montaż i uruchomienie

Skompletowanie elementów nie powinno nastręczać większych trudności. Zamiast wzmacniaczy operacyjnych LM 324 można wykorzystać TL 074 lub TL 084. Posiadają one zbliżone właściwości przy nieco większym poborze prądu. LM 324 po przesterowaniu zaczyna ograniczać wcześniej górną połówkę sinusoidy natomiast TL 074 (084) dolną. Podczas montażu zwrócić uwagę na położenie wyprowadzenia nr 1 (wycięcie na obudowie układu scalonego).

Nie ma specjalnych wymagań do montażu poza starannością i prawidłowością lutowania. Przypominam o starej zasadzie nagrzania łączonych elementów dla uzyskania dobrej jakości połączenia. „Klejenie" spoiwem zimnych wyprowadzeń elementów prowadzi do tzw. „zimnych lutów", które przypomną o swoim istnieniu po dwóch tygodniach. Najpierw nagrzewamy łączone elementy grotem lutownicy a dopiero później przykładamy spoiwo z topnikiem. Wymaga to wszystko odrobiny wprawy, która jak wiadomo czyni mistrza.

Po sprawdzeniu poprawności montażu i braku zwarć przystępujemy do wstępnego uruchomienia układu. Nie muszą być podłączone przełączniki WŁ1 i WŁ2 oraz mikrofon. Potrzebny będzie do tego celu zasilacz napięcia stałego lub bateryjka 9 V, multimetr, a wskazany generator akustyczny i oscyloskop.

Rys. 1 Schemat ideowy układu Karaoke

Podłączyć zasilanie i sprawdzić multimetrem napięcia zasilające wzmacniacze operacyjne względem masy. Powinny wynosić po około 4,5 V. Zmierzyć napięcie przewidziane do zasilania mikrofonu elektretowego. Następnie sprawdzić napięcia stałe na wyjściach wzmacniaczy operacyjnych – powinny być zbliżone do 0 V. Zmierzyć pobór prądu z zasilacza (bateryjki), który nie powinien przekraczać 3 mA.

Zewrzeć wejścia WEL i WEP. Podać na nie z generatora, sygnał o częstotliwości 1 kHz i amplitudzie 1 V. Sondę oscyloskopu podłączyć do wyjścia US1D. Amplituda sygnału nie powinna przekraczać w tym miejscu 0,1 V. Podłączyć sondę do wyjścia US1C i wyregulować rezystor nastawny P1 na minimum sygnału.

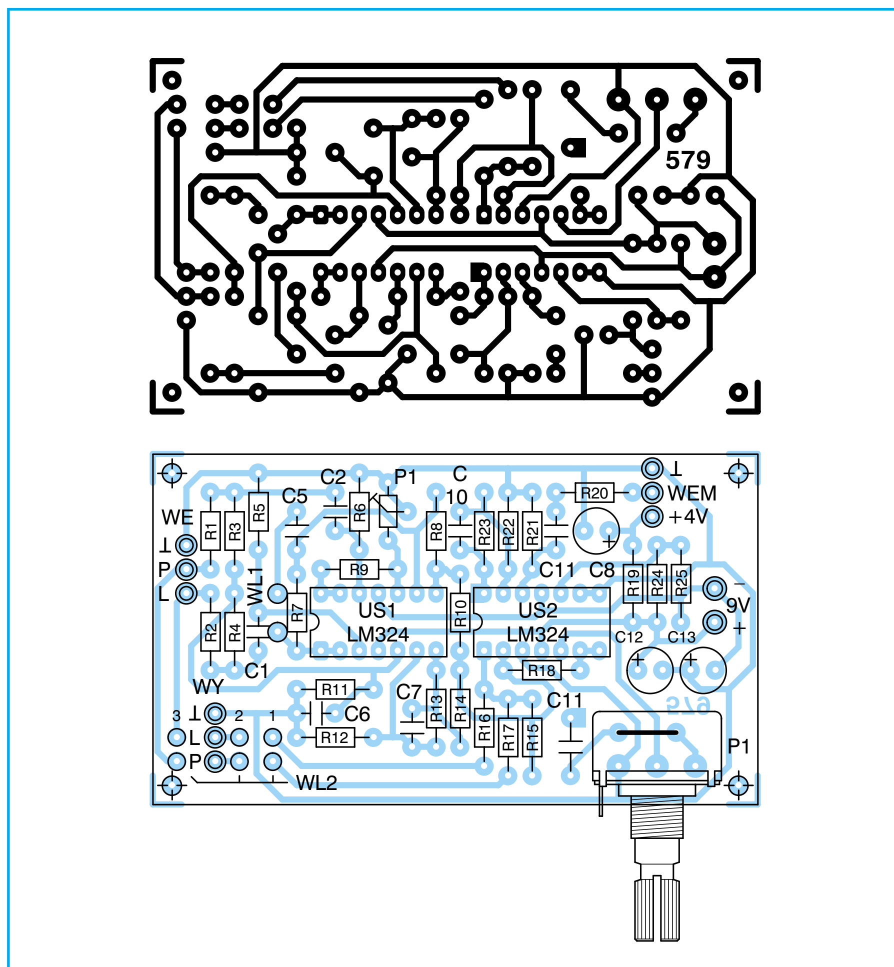
Zmienić częstotliwość wejściową na 100 Hz. Sprawdzić występowanie sygnału o amplitudzie około 1 V na wyjściu US2C.

Podłączyć sygnał z generatora o częstotliwości 1 kHz i amplitudzie 25 mV na wejście mikrofonowe WE MIK. Sondą oscyloskopu sprawdzić występowanie sygnału o amplitudzie około 1 V na wyjściu US2A. Ustawić suwak potencjometru P2 na maksimum i sprawdzić występowanie sygnału o tej samej wielkości na wyjściu US2B a następnie wyjściu US2C. Doświadczenia z generatorem i oscyloskopem odpadają jeśli nie dysponujemy nimi. Wtedy sprawdzenia działania i regulacji możemy dokonać tylko odsłuchowo po podłączeniu sygnału z CD lub magnetofonu.

Płytkę zamontować w obudowie z tworzywa sztucznego. Dzięki małym wymiarom możliwe jest zamocowanie jej na wyprowadzeniach potencjometru P2. Jako gniazda wejściowe i wyjściowe sygnału proponuję zastosować podwójne gniazda CINCH. Do podłączenia mikrofonu elektretowego można wykorzystać tzw. gniazdo diodowe stosowane dawniej w odbiornikach radiowych i magnetofonach. Przełącznik WŁ2 powinien jednocześnie umożliwiać odłączenie zasilania po wyłączeniu układu karaoke. Zastąpienie rezystora nastawnego P1 potencjometrem pozwoli na optymalne ustawienie tłumienia głosu solisty dla każdego nagrania.

Na wejścia WEL i WEP podajemy sygnał z odtwarzacza płyt CD lub z magnetofonu stereofonicznego. Wyjścia WYL i WYP podłączyć do wejść wzmacniacza czy amplitunera (CD lub magnetofon). Mikrofon podłączyć do wejścia WE MIK. Ewentualnie dobrać czułość wejścia mikrofonowego do posiadanego mikrofonu przez zmianę rezystancji R23 (wzmocnienia US2A).

Tłumienie głosu solisty nie jest idealne, wynosi około 0,1 normalnego poziomu. Daje to jakby głos suflera podpowiadający nowemu wykonawcy piosenki. Głos ten zostanie zamaskowany podczas śpiewu. Życzę miłej zabawy, po której na pewno wzrosną nadzieje na wygraną w „Szansie na sukces”.



Rys. 2 Płytka drukowana i rozmieszczenie elementów

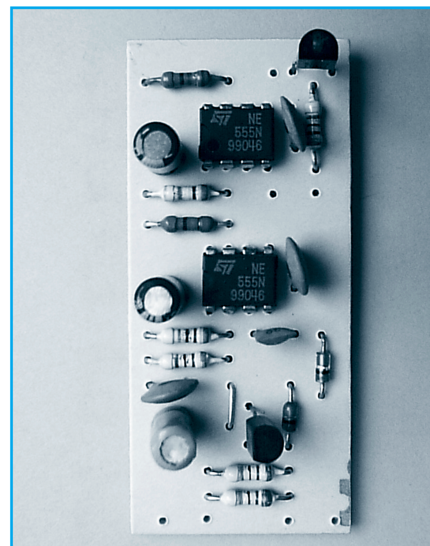
Wykaz elementów	
Półprzewodniki	
US1, US2	– LM 324
Rezystory	
R1, R2, R16, R17, R19, R20	– 1 kΩ/0,125 W
R7÷R12, R14, R15, R18, R21, R22, R24, R25	– 10 kΩ/0,125 W
R13	– 47 kΩ/0,125
R3÷R6	– 100 kΩ/0,125 W
R23	– 390 kΩ/0,125 W
P1	– 22 kΩ TVP 1232
P2	– 22 kΩ-B PR-185
Kondensatory	
C10	– 22 pF/50 V ceramiczny
C1, C2, C5	– 4,7 nF/50 V ceramiczny
C7	– 22 nF/50 V ceramiczny
C6	– 47 nF/50 V ceramiczny
C3, C4, C9	– 100 nF/50 V ceramiczny
C11	– 1 μF/63V MKSE-20
C8	– 10 μF/25 V
C12, C13	– 47 μF/16 V
Inne	
płytka drukowana numer 579	

Płytki drukowane wysyłane są za zaliczeniem pocztowym. Płytki można zamawiać w redakcji PE.

Cena: płytka numer 579 – 4,00 zł + koszty wysyłki (10 zł).

◊ **R.K.**

Automatyczna blokada drzwi w samochodach z centralnym zamkiem



Bezpieczeństwo kierowców pasażerów i bagażu samochodów osobowych wystawione jest dziś na ciężką próbę. Z roku na rok rośnie plaga napadów na pojazdy stojące w wielokilometrowych korkach i przed skrzyżowaniami na czerwonym świetle. Wystarczy zostawić cokolwiek na fotelu obok kierowcy, aby złodziej błyskawicznie otworzył drzwi i ukradł naszą własność. W zabezpieczeniu się przed tego typu czynami pomoże prezentowany w artykule układ automatycznego zamykania drzwi w jadącym pojeździe.

Coraz większa liczba samochodów posiada centralny zamek. Nawet starsze modele, które nie posiadały tego praktycznego układu są w niego wyposażane przez właścicieli. Cztery mechanizmy wykonawcze (siłowniki) do centralnego zamka można już kupić za ok. 200 zł. Sam montaż nie nastręcza zbytnich trudności nawet amatorowi. Stąd też popularność zamków centralnych.

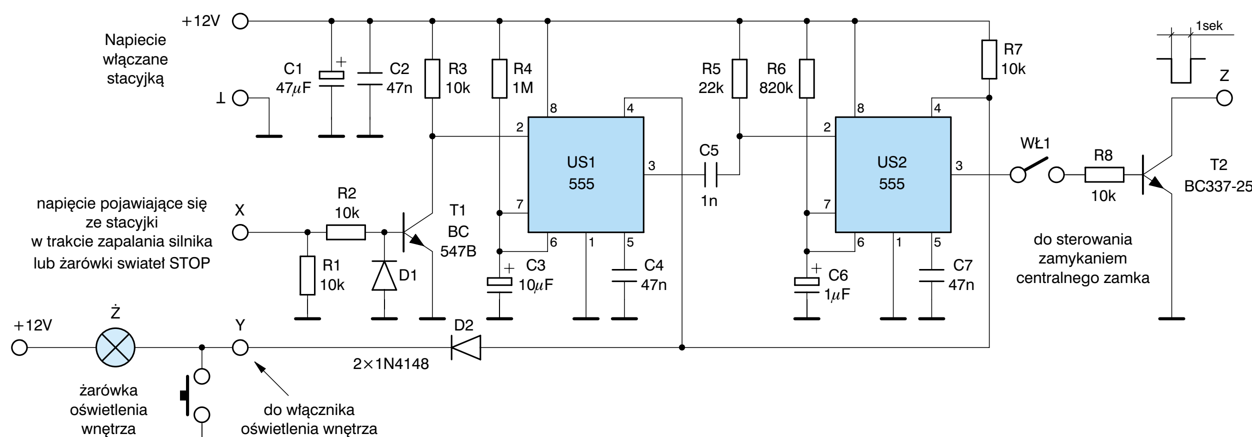
Jeszcze jedną przyczyną montowania sterowanego elektrycznie otwierania drzwi jest możliwość łatwego sprzęgnięcia tego układu z alarmem samochodowym. Duża część alarmów posiada specjalne wyjście przeznaczone do sterowania zamka centralnego. W takim przypadku połączenie obu układów daj w efekcie zdalne sterowanie otwieraniem i zamykaniem drzwiami z równoczesnym włączaniem i wyłączaniem alarmu. W samochodach wyposażonych w centralny zamek możliwe jest też zdalne (centralne) odblokowywanie zamka pokrywy bagażnika.

Wszystkie te udogodnienia można jeszcze ulepszyć stosując automat blokujący drzwi podczas jazdy. Konieczność stosowania tego typu rozwiązań jest podyktowana wzrostem kradzieży torebek, neseserów a nawet przedmiotów umieszczonych w bagażniku. Stojąc w korku lub pod czerwonymi światłami narażeni jesteśmy na zuchwałą kradzież. Złodzieje operujący w takich miejscach czekają na samochód w którym leży coś na siedzeniu. Podbiegają, otwierają drzwi i biorą naszą własność jak swoją. Kierowca w takiej sytuacji jest praktycznie bez szans. Zanim wysiądzie z samochodu, rozejrzy się dokoła po złodzieju nie ma już śladu. Na korzyść złodzieja przemawia zaskoczenie i możliwość szybkiej ucieczki.

Próba pościgu może zakończyć się utratą samochodu, jeżeli ścigający kierowca nieopatrznie zostawi kluczyki w stacyjce. Ta banalna wydawałoby się sytuacja zdarza się dość często ludziom narażonym na stres związany z kradzieżą dokonaną chwilę wcześniej. Złodzieje działający w parach to także nie jest rzadkość. To, że dotychczas nie zetknęliśmy się z nimi nie oznacza, że ich nie ma.

Innym rodzajem uciążliwych osób są żebracy, którzy często nachalnie dobierają się do drzwi samochodów stojących na ulicy. Gdy drzwi są zamknięte z reguły ustępują i idą do następnego samochodu stojącego w kolejce.

Wszystkich tych nieprzyjemności można uniknąć mając zamknięte drzwi podczas jazdy. Przy obecnym tempie życia ciągłe pamiętanie o konieczności zamykania drzwi po zajęciu miejsca w samochodzie może przyprawić o przysłowiowe wrzody na żołądku. Lepiej funkcję tą powierzyć automatowi.



Rys. 1 Schemat ideowy układu automatycznej blokady zamka centralnego

Niektóre samochody są fabrycznie wyposażone w taki układ. Ważną funkcja jest możliwość wyłączenia automatyki. Jest to niezbędne podczas jazdy za miastem. W ruchu miejskim samochód narażony jest stosunkowo mocno na kolizję (stłuczkę). Konsekwencje zderzenia w ruchu miejskim są jednak najczęściej niewielkie. Kończy się na pogniecionych błotnikach lub pękniętym zderzaku. W ruchu poza granicami miast kolizje są rzadsze, lecz ich skutki niestety mają dużo poważniejsze konsekwencje. Dlatego też poza miastem należy mieć drzwi odblokowane, aby w razie poważniejszego wypadku osoby udzielające pomocy mogły łatwo dostać się do wnętrza samochodu. Nie stoi to w sprzeczności z naszym bezpieczeństwem, gdyż złodzieje raczej nie włamują się do jadących samochodów.

Opis układu

W fabrycznym rozwiązaniu układu blokada drzwi włącza się w chwili przekroczenia przez samochód prędkości 6 km/godz. W rozwiązaniu amatorskim dość kłopotliwe jest zebranie sygnałów z prędkościomierza. Można natomiast posłużyć się innymi sygnałami. Tak też postąpiono w opisywanym urządzeniu, którego schemat mieści się na rysunku 1.

Sygnałem uaktywniającym układ automatycznej blokady może być dodatnie napięcie ze stacyjki pojawiające się tylko podczas rozruchu silnika. Innym sygnałem włączającym blokadę może być zapalenie świateł stopu. W każdym bądź razie doprowadzenie do wejścia X układu dodatniego napięcia spowoduje włączenie tranzystora T1. Pierwotnie na kolektorze niewysterowanego tranzystora T1 występował stan wysoki. Po włączeniu T1 opadające zbocze powoduje wyzwolenie tajmera US1. Stała czasowa tajmera wynosi ok. 10 s. Po wyzwoleniu na wyjściu tajmera US1 pojawia się stan wysoki, który utrzymuje się przez 10 s i po tym sygnał ten zanika. Opadające zbocze sygnału na wyjściu tajmera US1 wyzwala drugi tajmer US2. Stała czasowa tego układu jest znacznie krótsza i wynosi ok. 1 s. W czasie generaowania impulsu przez drugi tajmer wysterowany zostaje tranzystor T2 włączający zamykanie centralnego zamka.

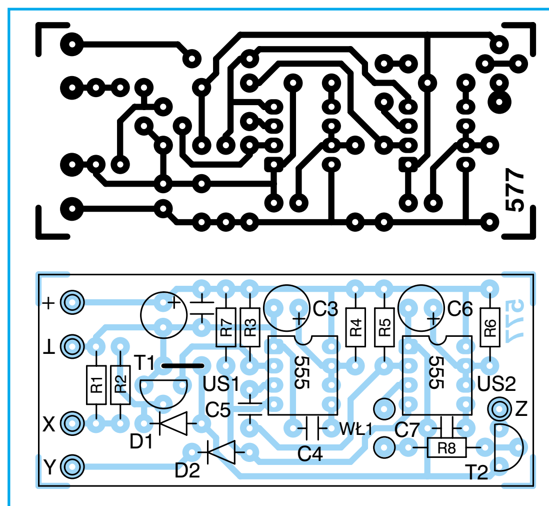
Wyjście układu jest typu otwarty kolektor. Umożliwia to równoległe podłączenie urządzenia do instalacji sterującej centralnym zamkiem. W takim układzie zamek może być sterowany z automatu blokującego drzwi, z alarmu jak i z instalacji samochodowej.

Umieszczony w bazie tranzystora włącznik WŁ1 pozwala wyłączyć automat blokujący drzwi podczas jazdy na szosie. Automat jest wyłączony, gdy styki włącznika są rozwarte.

Urządzenie wyposażono dodatkowo w układ automatycznego odłączania w przypadku otwarcia drzwi. Do tego celu przeznaczone jest wejście Y. Do niego podłącza się sygnał z włączników oświetlenia wnętrza pojazdu. W czasie gdy drzwi są zamknięte do wejścia Y doprowadzone jest napięcie dodatnie i wejście to nie wpływa na pracę układu. Jeżeli jednak po uruchomieniu silnika drzwi zostaną otworzone, gdyż kierowca chce zamknąć bramę w garażu, lub przy grzejącym się silniku odśnieżyć samochód zimą, włącznik oświetlenia wnętrza pojazdu zewrze wejście Y do masy. Spowoduje to wyzerowanie obu tajmerów i skasowanie funkcji automatycznego blokowania drzwi. Zabezpiecza to użytkownika samochodu przed automatycznym zatrzaśnięciem kluczyka w samochodzie. Można o tym łatwo zapomnieć gdyż stała czasowa pierwszego tajmera jest długa (ok. 10 s) i dopiero po tym czasie powoduje zablokowanie drzwi.

Tak długa stała czasowa jest wygodna dla pasażerów którzy mogą wsiadać do samochodu nieco później niż kierowca. W ten sposób nie zastaną zamkniętych drzwi. Niestety gdy pasażerowie wsiądą w czasie gdy silnik pracuje układ blokady zostanie wyzerowany. Pod tym względem lepszym rozwiązaniem jest uaktywnianie blokady przez światło stopu. Nawet skasowanie blokady przez otwarcie drzwi spowoduje jej ponowne uaktywnienie po pierwszym naciśnięciu pedału hamulca i zapaleniu się świateł stopu.

Układ mieści się na niewielkiej płytce drukowanej, którą można umieścić w plastikowym pudełku. Wyłącznik WŁ1 powinien zostać zamocowany na desce rozdzielczej w widocznym miejscu. Należy go wyposażyć w czytelny opis informujący o włączeniu lub wyłączeniu automatycznej blokady.



Rys. 2 Płytka drukowana i rozmieszczenie elementów

Urządzenie nie wymaga uruchamiania i działa od razu po zmontowaniu. Zasilanie doprowadzono ze stacyjki z punktu odcinanego po zgaszeniu silnika. Zatem układ nie pobiera żadnego prądu podczas postoju samochodu. Jako, że w automatycznej blokadzie pracują tajmery 555 układ nie wymaga napięcia stabilizowanego, gdyż zmiany napięcia zasilającego nie mają większego wpływu na działanie tajmerów.

Wykaz elementów	
Półprzewodniki	
US1, US2	**– LM 555**
T1	**– BC 547B**
T2	**– BC 337-25**
D1, D2	**– 1N4148**
Rezystory	
R1÷R3,	
R7, R8	**– 10 kΩ/0,125 W**
R5	**– 22 kΩ/0,125 W**
R6	**– 820 kΩ/0,125 W**
R4	**– 1 MΩ/0,125 W**
Kondensatory	
C5	**– 1 nF/50 V ceramiczny**
C2, C4, C7	**– 47 nF/50 V ceramiczny**
C6	**– 1 μF/63 V**
C3	**– 10 μF/25 V**
C1	**– 47 μF/16 V**
Inne	
WŁ1	**– włącznik dźwigienkowy**
płytka drukowana numer 577	

Płytki drukowane wysyłane są za zaliczeniem pocztowym. Płytki można zamawiać w redakcji PE.
Cena: płytka numer 577 – 3,00 zł
+ koszty wysyłki (10 zł).

◊ ***Janusz Kłos***

Rowerowe światło pozycyjne

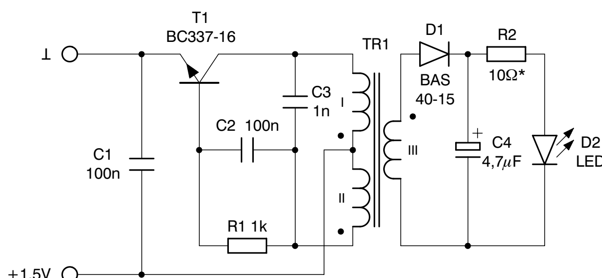
Wiosna wisi w powietrzu. Z każdym dniem jest coraz cieplej i niedługo na drogach i ścieżkach leśnych pojawią się tłumy rowerzystów. W trosce o ich bezpieczeństwo zamieszczamy ten tekst. W artykule przedstawiono proste układy przetwornic, dzięki którym możemy wydłużyć czas pracy zestawu akumulatorków wykorzystywanych w popularnych przednich lampkach rowerowych. Opisane układy zostały wykonane i przetestowane w trakcie dalekich eskapad rowerowych. Pozwalają zaoszczędzić kilka procent energii zmagazynowanych w akumulatorkach.

Miłośnicy dalekich eskapad rowerowych zmuszeni są wyposażyć swoje pojazdy w stosowne oświetlenie. Instalacja rowerowa korzystająca z dynama ma swoje zalety, ale na dłuższych odcinkach ujawniają się jej wady. Głośna praca czy wyczuwalny przyrost obciążenia po uruchomieniu takiej instalacji. Alternatywne rozwiązanie stanowi zestaw lampek zasilanych z kompletu (najczęściej dwóch) baterii lub akumulatorków. Jeżeli uznać czas pracy lampki tylnej, wynoszący ok. 100 godzin na jednym komplecie baterii lub akumulatorków za wystarczający, to w przypadku przedniej lampki 2÷3 godziny w niektórych przypadkach mogą okazać się niewystarczające. W sklepach rowerowych mamy pewien wybór, ale sprzedawcy najczęściej polecają nam lampkę wyposażoną w żarówkę halogenową. Zafascynowani jej możliwościami czasem nie zwracamy uwagi na parametry żarówki: 2,8 V/0,85 A. Umieszczamy w pojemniku baterie R14 i wyruszamy w drogę. Łatwo wyliczyć po ilu godzinach zgromadzony w nich zapas energii wyczerpie się. Zamiana żarówki o parametrach podanych wyżej na żarówkę halogenową 2,8 V/0,8 A lub kryptonową 2,4V/0,75A sprawia iż wydłuża się czas pracy kompletu baterii.

Jeśli jednak w dalszym ciągu poszukujemy oszczędności, to nic nie stoi na przeszkodzie by doposażyć naszą lampkę w białą diodę elektroluminescencyjną. Zdarza się bowiem na trasie, że zatrzymujemy się na dłuższą chwilę. Wtedy najbardziej pożądaną rzeczą byłoby właśnie rowerowe światło pozycyjne, zaznaczające na drodze a z drugiej strony posiadające znacznie mniejszy apetyt na energię.

Opis układu

Od pewnego czasu bez większego problemu można nabyć diody białe. Cena tych elementów jest zróżnicowana i zależy od ich światłości. LED o światłości 500 mcd kosztuje więcej niż 10 zł, ale dioda biała o światłości rzędu 5 cd to wydatek kilkudziesięciu złotych. Decyzja o wyborze stosownego źródła światła zależy, w głównej mierze, od naszych możliwości finansowych. Osobnym, ale zasadniczym zagadnieniem jest uzyskanie odpowiedniego napięcia. Dla diod białych w zależności od wersji napięcie przewodzenia zawiera się w granicach 3,6 do 3,8 V. Jak wiemy napięcie uzyskane z zestawu dwóch szeregowo połączonych akumulatorków to 2,4 V. Aby zatem móc zastosować diodę białą należy skonstruować przetwornicę napięcia. W naszym przypadku wybór układu przetwornicy nie jest prosty. Układ musi być stosunkowo mały a zarazem cechować się dużą sprawnością. Można by powiedzieć, że każdy mA jest cenny.



Rys. 1 Schemat ideowy przetwornicy samowzbudnej

Z uwagi na niewielką dostępną przestrzeń w obudowie lampki można rozważyć zastosowanie dwóch układów. Układu przetwornicy samowzbudnej, przedstawionego na rysunku 1 a układ przetwornicy korzystającej z generatora samodławnego na rysunku 2. Gdy w naszej lampce brak jest odpowiedniej ilości wolnego miejsca, by układ można było umieścić pomiędzy przestrzenią przeznaczoną na baterie a reflektorem lampy, zmuszeni jesteśmy usunąć jeden z akumulatorków. W takiej sytuacji idealnym układem jawi się przetwornica samowzbudna, zasilana napięciem 1,2 V. Do wad układu należy jego duże zapotrzebowanie na prąd wynoszące ok. 100 mA.

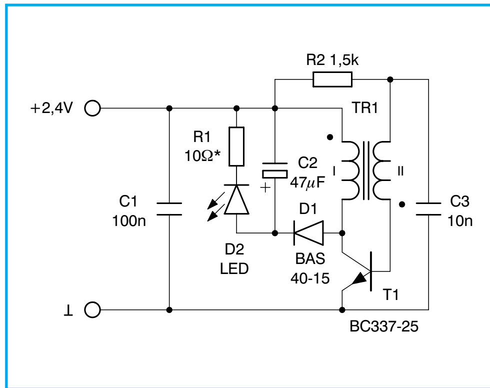
Natomiast, gdy dysponujemy wystarczającą ilością miejsca możemy bez przeszkód zastosować drugi z proponowanych układów. Jest on zasilany napięciem 2,4 V i zadowala się 70 mA. Teoretycznie więc zestaw akumulatorków o pojemności 800 mA powinien wystarczyć na ponad 10 godzin pracy urządzenia.

Montaż i uruchomienie

Transformator Tr1 powinien być nawinięty na rdzeniu kubkowym M14/8 ze szczeliną powietrzną, wykonanym z materiału F1001, Al=125. Cewki (I i II) transformatora Tr1, które z tranzystorem BC 337-16 tworzą układ generatora, liczą po 7 zwojów przewodu DNE 0,3 nawiniętych zwój przy zwoju. Uzwojenie wtórne tego transformatora (III) to 35 zwojów przewodu DNE 0,2. Zarówno uzwojenie pierwotne jak i wtórne zaleca się zaimpregnować. Gotowy transformator należy przykręcić do laminatu śrubą mosiężną wyposażoną w podkładkę sprężynującą.

Dioda prostująca D1 winna cechować się jak najmniejszym napięciem przewodzenia. W modelowym rozwiązaniu zastosowano diodę Schottky'ego (z rodziny BAS). Rezystor R2 ogranicza prąd płynący przez diodę elektroluminescencyjną. Wartość rezystora, taka jak na schemacie (10 Ω), pozwala na ograniczenie prądu do wartości 20 mA. Zastosowanie transformatora o innej przekładni lub przyjęcie innej wartości prądu płynącego przez diodę wymagać będzie skorygowania wartości owego rezystora.

Wszelkie zmiany połączeń elektrycznych wewnątrz obudowy lampki pozosta-



Rys. 2 Schemat przetwornicy z generatorem samodławnym

wia się pomysłowości wykonawcy. Układ przetwornicy wykonany zgodnie z opisem pracuje przy napięciu 1,2 V i pobiera ze źródła 100 mA. Warto zaznaczyć, że przy napięciu 1,0 V przez diodę płynie jeszcze prąd o wartości ok. 6 mA. Opisany układ jest eksploatowany od kilku miesięcy i dotychczas pracuje bezawaryjnie. Sprawność zastosowanej przetwornicy jest rzędu 60%.

W układzie z generatorem samodławnym zastosowano transformator Tr1, w którym uzwojenie (I) oraz uzwojenie (II) liczy po 7 zwojów przewodu DNE 0,3 nawiniętego na rdzeniu kubkowym M14/8 ze szczeliną powietrzną, wykonanym z materiału F2001, Al=200. Wartość rezystora R1, który ogranicza prąd płynący przez diodę LED do 22 mA wynosi 10 Ω. Układ jest w miarę elastyczny i obniżenie napięcia zasilania do 1,2 V objawia się zmniejszeniem wartości natężenia prądu płynącego przez diodę do 6 mA. Niestety sprawność układu nie jest wyższa od poprzedniego.

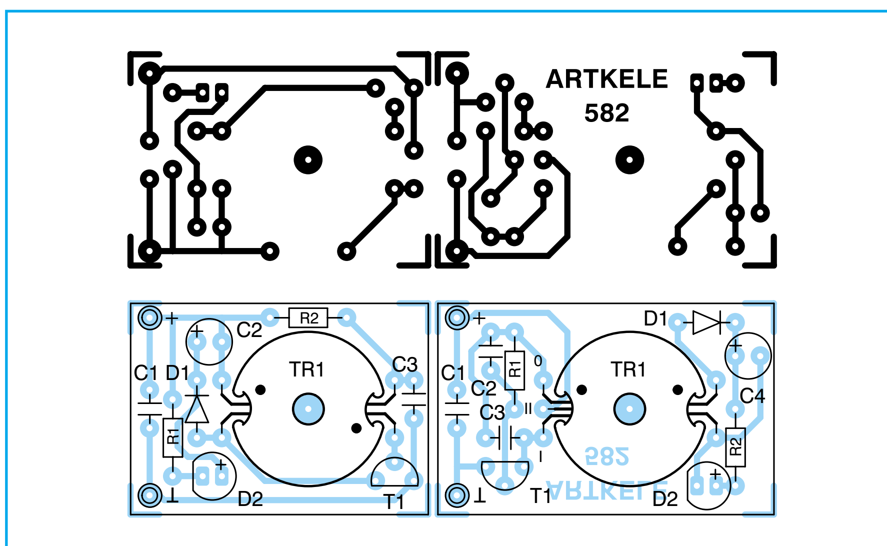
Układy są proste, wykonane z powszechnie dostępnych elementów. Nie sprawiają kłopotów przy uruchamianiu. Zbudowane ze sprawnych elementów ruszają od razu. W przypadku jednego jak i drugiego układu poza niewielkimi korektami rezystora R, ograniczającego prąd płynący przez diodę elektroluminescencyjną nie była wymagana żadna ingerencja, polegająca na zmianie wartości poszczególnych elementów.

Przy montażu należy uważać, aby nie pomylić początków uzwojeń w transformatorach. Na schemacie oznaczono je kropką.

Najdroższym elementem jest dioda elektroluminescencyjna. Osadza się ją w pobliżu żarówki, wiercąc stosowny otwór w reflektorze lampki. Przy wyborze diody elektroluminescencyjnej należy zwracać uwagę nie tylko na światłość, ale też szerokość wiązki światła. Jeżeli nabycie diody o światłości ok. 5 cd lub większej, nie sprawi nam kłopotu, to będzie ona najlepiej wywiązywać się z powierzonej jej funkcji.

Musimy także zainstalować dodatkowy przełącznik, umożliwiający odłączenie żarówki a uruchomienie układu przetwornicy. Przy jego instalacji należy zdawać sobie sprawę, że w czasie dłuższych eskapad rowerowych będziemy nie raz zmuszeni wracać podczas deszczu. Należy go więc tak osadzić, by do wnętrza obudowy nie wnikała przez szczeliny wokół przełącznika woda.

Niestety niektóre z osób korzystających z rozwiązań opisanych powyżej nie oparły się pokusie i jeżdżą poza obszarem miejskim korzystając li tylko z energooszczędnego oświetlenia. Nie przeraża ich nawet to, że jadąc, widzą tylko zarysy nierówności na drodze. Dlatego – moim zdaniem – należy wyraźnie podkreślić, że biała dioda LED może pełnić wyłącznie rolę wymienionego w tytule oświetlenia pozycyjnego lub uzupełniającego a nie podstawowego.



Rys. 3 Płytka drukowana i rozmieszczenie elementów

Wykaz elementów przetwornica samowzbudna	
Półprzewodniki	
T1	**– BC 337-16**
D1	**– BAS 40-15**
D2	**– LED biała, patrz opis w tekście**
Rezystory	
R2*	**– 10 Ω/0,125 W, patrz opis w tekście**
R1	**– 1 kΩ/0,125 W**
Kondensatory	
C3	**– 1 nF/50 V ceramiczny**
C1, C2	**– 100 nF/50 V ceramiczny**
C4	**– 4,7 μF/25 V**
Inne	
TR1	**– M14/8 F1001, Al 125, patrz opis w tekście**
płytka drukowana numer 582	

Wykaz elementów – przetwornica z generatorem samodławnym	
Półprzewodniki	
T1	**– BC 337-16**
D1	**– BAS 40-15**
D2	**– LED biała, patrz opis w tekście**
Rezystory	
R1*	**– 10 Ω/0,125 W, patrz opis w tekście**
R2	**– 1,5 kΩ/0,125 W**
Kondensatory	
C3	**– 10 nF/50 V ceramiczny**
C1	**– 100 nF/50 V ceramiczny**
C2	**– 4,7 μF/25 V**
Inne	
TR1	**– M14/8 F2001, Al 200, patrz opis w tekście**
płytka drukowana numer 582	

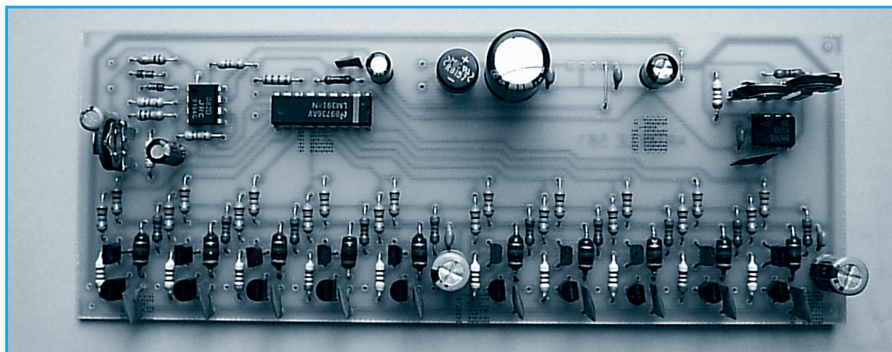
Płytki drukowane wysyłane są za zaliczeniem pocztowym. Płytki można zamawiać w redakcji PE.

Cena: płytka numer 582 – 3,00 zł + koszty wysyłki (10 zł).

◊ *Robert Buchta*

Miernik wysterowania na folii elektroluminescencyjnej

W numerze PE 1/2001 przedstawiliśmy przetwornicę do zasilania folii elektroluminescencyjnych. Teraz przyszła kolej na praktyczne wykorzystanie tego „wynalazku". Proponujemy wykonanie miernika wysterowania w którym pole odczytowe wykonano właśnie z takiej folii świecącej w kolorze niebieskim podobnym do koloru podświetlanych tarcz w zegarkach lub niektórych telefonach komórkowych. Nowa technologia umożliwia praktycznie dowolne kształtowanie elementów świecących. W ten sposób można uzyskać ciekawe efekty wizualne.



Wcześniej przedstawiliśmy budowę folii elektroluminescencyjmej i niezbędne parametry napięcia zasilającego. W poniższym artykule sposób wytwarzania wysokiego napięcia impulsowego jest nieco odmienny. Zmieniono także częstotliwość napięcia zasilającego folię, co jednak w znaczący sposób nie wpłynęło na jej świecenie.

Miernik wysterowania jest klasyczny. Na jego wejściu umieszczono półokresowy prostownik idealny US1A. Na wyjściu miernika otrzymuje się wyprostowane połówki dolne sygnału akustycznego, które są filtrowane przez kondensator C2. Drugi wzmacniacz operacyjny US1B odwraca fazę sygnału, tak że na wyjściu układu otrzymuje się zmienne napięcie, którego amplituda jest proporcjonalna do amplitudy napięcia wejściowego.

Jako, że układ zasilany jest pojedynczym napięciem +12 V, co pod wieloma względami jest wygodne, konieczne było wytworzenie napięcia masy pozornej. Wykorzystano tu zasilacz napięcia odniesienia z układu miernika VU LM 3916 (US2). Napięcie to równocześnie jest dolnym napięciem odniesienia R_{LO} dla samego miernika. Ma ono wartość ok. 4,1 V, co w zupełności wystarcza dla tego typu układu.

Zwora Z umożliwia zmianę sposobu wyświetlania wyniku z linijki na pływający punkt. Zamiast zwory można też zastosować przełącznik wyprowadzony na płytę czołową.

Układ wytwarzania wysokiego napięcia zasilającego folie elektroluminescencyjną jest bardzo prosty. Wykorzystuje on obcowzbudną przetwornicę zaporową w skład której wchodzą w zasadzie trzy elementy, oraz zewnętrzny generator. Do objaśnienia zasady działania przetwornicy pomocny będzie rysunek 2. Przetwornica składa się z indukcyjności L, pojemności C i klucza K, którego rolę pełni zwykły tranzystor. Po zwarciu klucza w chwili t_0 do cewki L zostaje przyłożone stałe napięcie zasilania +U, wywołuje to przepływ prądu przez cewkę. Przez cały czas gdy klucz jest zwarty prąd narasta liniowo (rys. 2b). W chwili t1 klucz K zostaje zamknięty. Na skutek dotychczas powstałych drgań sinusoidalnych, prąd płynący przez cewkę I_L także ma kształt sinusoidalny i przecina oś poziomą w chwili t_2, po czym zmienia kierunek na przeciwny. W chwili t_3 prąd I_L osiąga największą wartość w kierunku przeciwnym. Po tym klucz K zostaje ponownie włączony i do cewki L zostaje przyłożone stałe napięcie zasilające +U. Efektem tego prąd I_L zaczyna ponownie narastać od wartości uzyskanej w chwili t_3 i przecina oś poziomą w chwili t_4, kiedy to cały cykl powtarza się.

Na rysunku 2c przedstawiono przebieg napięcia na kondensatorze C. Linia przerywana odpowiada wartości napięcia zasilania przetwornicy +U. Natomiast rysunek 2d przedstawia przepływ prądu przez klucz K. Widać na nim wyraźnie, że w przypadku idealnym prąd który został dostarczony do cewki L w czasie t_0–t_1 zostaje zwrócony w czasie t_3–t_4. Stąd też pochodzi stosowana czasami nazwa przetwornicy z odzyskiem prądu. Nazwa przetwornicy zaporowej pochodzi natomiast stąd, iż przekazywanie energii do kondensatora C następuje w fazie kiedy klucz K jest rozwarty (faza zaporowa).

Na rysunku 2d widać także, że w czasie t_2–t_4 przez klucz K prąd płynie w przeciwnym kierunku. W układzie rzeczywistym droga prądu inwersyjnego prowadzi przez diodę D równolegle włączoną pomiędzy złącze kolektor-emiter tranzystora T.

Amplituda wytwarzanego napięcia jest proporcjonalna do stosunku okresu przewodzenia klucza K do czasu jego zablokowania (rys. 3).

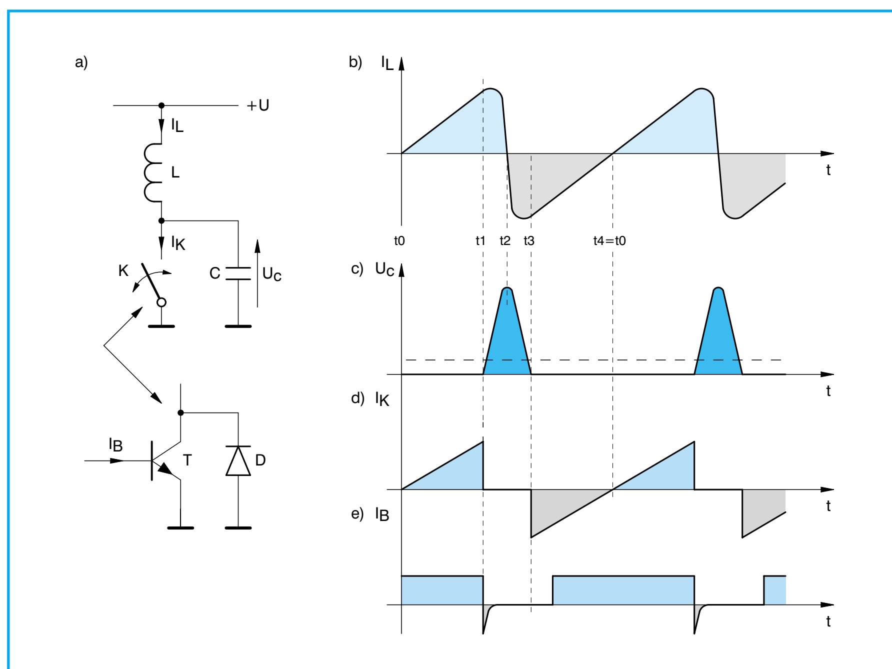
W praktyce w tego typu przetwornicach bez większych problemów można uzyskać dziesięcio- a nawet dwudziestokrotne zwiększenie napięcia. Z uwagi na to, że rdzeń cewki L nie ulega nasyceniu, oraz kształt przebiegu wytwarzanego napięcia jest sinusoidalny przetwornice tego typu nie wprowadzają znaczących zakłóceń.

W praktycznym rozwiązaniu przedstawionym na schemacie rys. 1 zrezygnowano z diody zwrotnej włączonej pomiędzy kolektor a emiter tranzystora. Do przepływu prądu powrotnego wykorzystano tu zjawisko inwersyjnego przewodzenia tranzystora, w którym prąd płynie od emitera do kolektora.

Zastosowane w układzie tranzystory BC 638 posiadają maksymalne napięcie kolektor-emiter rzędu 80 V. Jest ono znacznie mniejsze od napięcia wytwarzanego przez przetwornicę, które wynosi ok. 150÷170 V. Okazuje się jednak, że rzeczywista wartość napięcia przebicia tranzystorów jest znacznie wyższa (ok. 120 V). Dodatkowy wzrost wytrzymałości napięciowej uzyskuje się dzięki ujemnemu spolaryzowaniu bazy tranzystora w chwili zmiany kierunku prądu płynącego przez tranzystor, kiedy napięcie na kolektorze jest najwyższe. Jest to zjawisko normalne i stosowane w tranzystorowych układach odchylania poziomego odbiorników telewizyjnych.

Przy podanych wartościach elementów częstotliwość pracy przetwornicy po-

Rys. 1 Schemat miernika wysterowania z polem odczytowym wykonanym z folii elektroluminescencyjnej

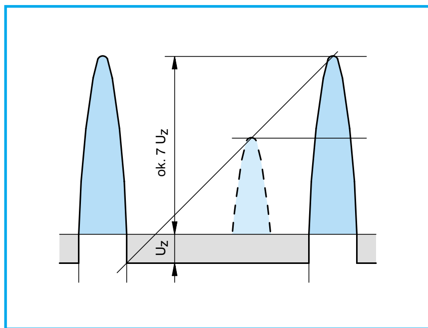


Rys. 2 Przetwornica zaporowa z odzyskiem prądu: a) uproszczony schemat ideowy, b-e) przebiegi napięć i prądów w układzie

winna wynosić ok. 30 kHz, a wypełnienie przebiegu sterującego jest rzędu 25%. Nie oznacza to wcale, że faza zaporowa trwa przez 25% okresu. Czas trwania fazy zaporowej jest zależny od indukcyjności dławika i pojemności obciążenia. Folie elektroluminescencyjne posiadają pewien rozrzut pojemności własnej stąd też potrzeba regulacji częstotliwości i wypełnienia przebiegu sterującego przetwornicą.

Dla poszczególnych segmentów wyświetlacza zastosowano odrębne przetwornice. Takie rozwiązanie jest dość wygodne gdyż eliminuje kluczowanie napięć zmiennych o dużych amplitudach (ok. 150 V_{pp}).

Jak generator wykorzystano nieśmiertelny tajmer 555. Przebieg prostokątny z wyjścia tajmera doprowadzony jest do wszystkich tranzystorów T11÷T20 w przetwornicach za pośrednictwem rezystorów R41÷R50. Potencjometry P1 i P2 umożliwiają regulację obu podanych wcześniej parametrów częstotliwości i wypełnienia.



Rys. 3 Wykres napięcia w przetwornicy zaporowej

Włączanie i wyłączanie poszczególnych segmentów wyświetlacza dokonywane jest za pośrednictwem blokowania przetwornicy. Funkcję tą spełniają tranzystory T1÷T10, zwierające bazy tranzystorów przetwornicy T11÷T20 z masą.

Układ sterujący LM 3916 (US 2) posiada wyjścia w postaci źródeł prądowych. Obciążenie ich rezystorami R9÷18 powoduje, że w czasie gdy dany segment jest zgaszony na wyjściu układu występuje napięcie bliskie napięciu zasilania. Powoduje to włączenie tranzystora sterującego i zwarcie bazy z masą tranzystora przetwornicy. Natomiast przy zapalonym segmencie na wyjściu układu LM 3916 występuje stan niski, gdyż wartości rezystorów R9÷R18 są na tyle duże, że wymuszają nasycenie się źródeł prądowych. Wartość napięcia na wyjściu nie przekracza wtedy 0,4 V. Tym samym tranzystor sterujący pozostaje wyłączony i przetwornica może pracować.

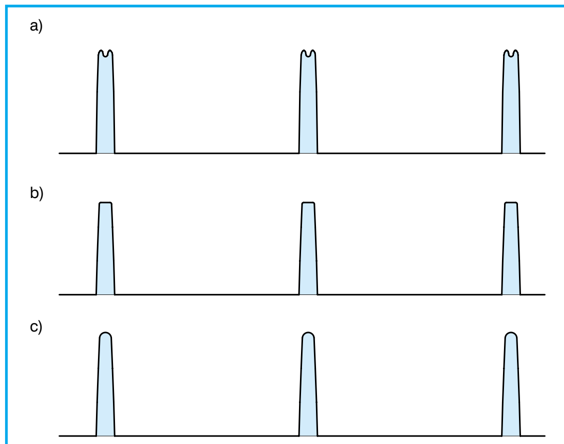
Montaż i uruchomienie

Do uruchomienia przetwornicy wskazane jest posiadanie oscyloskopu, choć można się bez niego obejść. Na początku należy zamontować wszystkie elementy mieszczące się na płytce drukowanej za wyjątkiem dławików. Montuje się tylko dławik L1 w pierwszej przetwornicy. Nie należy także montować zworki oznaczonej literą „X” prowadzącej zasilanie do przetwornic, a w jej miejsce wstawić amperomierz o zakresie 200 mA. Potencjometry P1÷P3 ustawić w środkowym położeniu. Do wyjścia 1 wskaźnika dołączyć sondę oscyloskopu i ustawić zakres 5 V/dz, z sondą RC 1:10 daje to 50 V/dz. Nie podłączać oscyloskopu bezpośrednio bez sondy, gdyż napięcie wyjściowe wynosi ponad 150 V i może uszkodzić wejście oscyloskopu. Podczas prac należy także zachować ostrożność, 150 V mimo, ze o małej wydajności prądowej może nieprzyjemnie „pokopać”.

Do wyjść 1÷10 wskaźnika montuje się przewody zakończone gniazdem do wsuwania płaskiej końcówki folii na której naniesione są pola kontaktowe. Wskazane jest aby do połączenia użyć jak najkrótszych przewodów.

Do wejścia doprowadzić sygnał akustyczny lub sinusoidalny z generatora o poziomie ok. 1 V, tak aby pierwszy segment wyświetlacza był wysterowany przez cały czas. Można to sprawdzić mierząc napięcie na nóżce 1 US2. Powinno być ono mniejsze od 0,4 V. W razie potrzeby można zwiększyć wzmocnienie prostownika idealnego ustawiając potencjometr P1 na minimum rezystancji.

Rys. 4 Płytka drukowana i rozmieszczenie elementów



Rys. 5 Przebiegi napięć na wyjściu wskaźnika

Po włączeniu zasilania na ekranie oscyloskopu powinien pojawić się jeden z obrazów pokazanych na rysunku 5. Regulując potencjometrami P2 i P3 należy uzyskać przebieg taki jak na rysunku 5c. Impuls powinien mieć amplitudę ok. 150 V i kształt podobny do połówki sinusoidy rozciągniętej w pionie. Przy prawidłowym ustawieniu kształtu impulsu prąd pobierany przez wskaźnik, wskazywany na amperomierzu wynosi ok. 70 mA. W tym czasie pierwszy segment świeci się w kolorze niebieskim zbliżonym do koloru w zegarkach z podświetlaną tarczą.

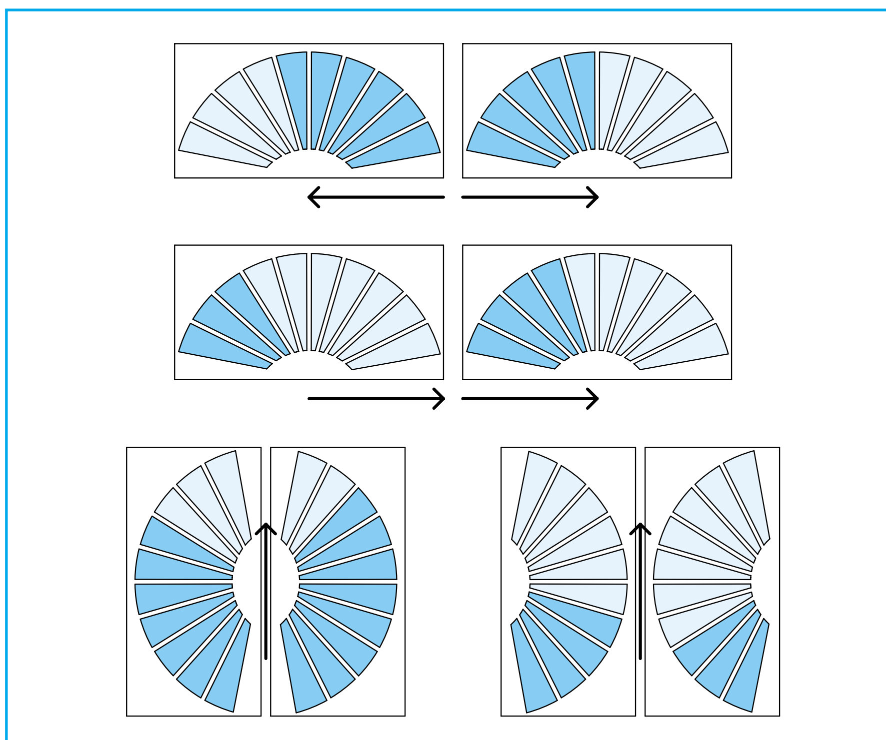
Potencjometr P2 wpływa na częstotliwość pracy generatora. Powinna ona wynosić ok. 30 kHz. Natomiast potencjometr P3 służy do regulacji czasu blokowania przetwornicy. Czas blokowania powinien być nieco dłuższy od czasu trwania impulsu wysokiego napięcia.

Zafalowania na górze impulsu świadczą o źle dobranej częstotliwości pracy, lub złym wypełnieniu przebiegu. Natomiast płaskie ścięcie wierzchołka oznacza przebicie napięciowe tranzystora (nie prowadzi ono do uszkodzenia tranzystora przetwornicy). Także w tym przypadku przyczyną może być złe dobranie częstotliwości sterowania. Jeżeli jednak nie uda się zlikwidować ścięcia konieczna będzie wymiana tranzystorów w przetwornicy na inne o większej wartości U_{CE}.

W dalszej kolejności pozostaje zamontowanie dławików L2÷L10 i sprawdzenie działania całego układu. Na sam koniec ustawia się czułość miernika potencjometrem P1.

Wyświetlacz wykonany jest na folii poliestrowej na której naniesiono przy pomocy sitodruku kilka warstw z różnych materiałów (patrz PE 1/2001) trzeba uważać aby nie zarysować folii, gdyż można ją w ten sposób uszkodzić. Folię można ciąć nożyczkami nie obcinając jednak miejsc zadrukowanych.

Na rysunku 6 przedstawiono przykładowe możliwości umieszczenia wyświetlaczy. Wybór wariantu pozostawiamy czytelnikom. Folie można zamawiać w sprzedaży wysyłkowej w redakcji PE, dopisując na karcie zamówień symbol FOL-WSK.



Rys. 6 Przykładowe rozmieszczenia pól wyświetlaczy

Wykaz elementów

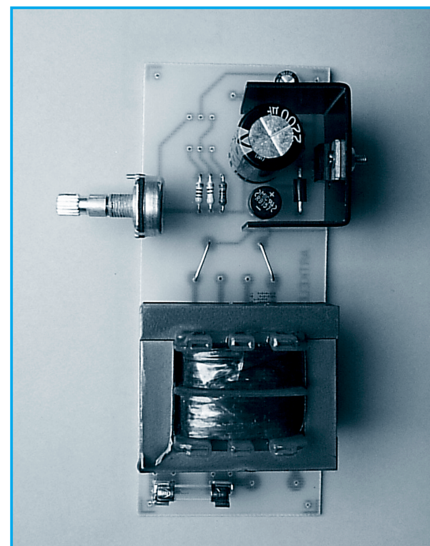
Półprzewodniki	
US1	– TL 082
US2	– LM 3916
US3	– LM 555
US5	– LM 7812
T1÷T10	– BC 547 B
T11÷T20	– BC 639 lub inne U_{CE}>140 V
D1, D2	– 1N4148
PR1	– GB 008
Rezystory	
R4	– 1 kΩ/0,125 W
R7	– 1,2 kΩ/0,125 W
R41÷R50	– 1,5 kΩ/0,125 W
R8	– 3,9 kΩ/0,125 W
R2, R31÷R40	– 4,7 kΩ/0,125 W
R21÷R30	– 10 kΩ/0,125 W
R20	– 11 kΩ/0,125 W
R19	– 13 kΩ/0,125 W
R9÷R18	– 22 kΩ/0,125 W
R3, R5, R6	– 47 kΩ/0,125 W
R1	– 100 kΩ/0,125 W
P3	– 4,7 kΩ TVP 1232
P2	– 10 kΩ TVP 1232
P1	– 47 kΩ TVP 1232
Kondensatory	
C4	– 100 pF/50 V ceramiczny
C11÷C20	– 220 pF/160 V KSF-020-ZM
C6, C9, C10, C22, C23	– 47 nF/50 V ceramiczny
C2	– 1 μF/50 V
C1	– 2,2 μF/50 V
C3	– 10 μF/25 V
C24	– 100 μF/16 V
C7, C8	– 220 μF/16 V
C21	– 470 μF/25 V
C5	– xxxxxxxxxxxxx
Inne	
L1÷L10	– 1 mH miniaturowa
TR1	– TS 8/001
B1	– WTAT 100 mA/250 V
folia elektroliuminescencyjna	
płytka drukowana **numer 581**	

Płytki drukowane i folie elektroluminescencyjne z dopiskiem **FOL-ESK** wysyłane są za zaliczeniem pocztowym. Płytki można zamawiać w redakcji PE.

Cena: płytka numer 581 – 11,50 zł
FOL-WSK – 25,00 zł
+ koszty wysyłki (10 zł).

◇ ***Ryszard Kula***

Prosty regulowany zasilacz niskich napięć



Większość przenośnych urządzeń elektronicznych zasilanych jest napięciem 3 V. Niskie napięcie zasilania powoduje jednak wzrost prądu pobieranego przez urządzenie. Co prawda małe akumulatorki R6 (AA) nie są drogie, lecz często okazuje się, że nie są naładowane wtedy kiedy potrzebujemy je najbardziej. Stąd powstał pomysł wykonania niewielkiego zasilacza niskich napięć. Może on także zostać wykorzystany do prac laboratoryjnych, wszędzie tam gdzie nie potrzeba dużych mocy. W artykule przedstawiono też dokładną procedurę obliczeń wartości rezystorów. Dzięki temu można samemu zaprojektować zasilacz dostarczający dowolnych napięć.

Wiele elektronicznych urządzeń domowych zasilanych jest dziś napięciem 3 V. Tego typu rozwiązania podyktowane są chęcią miniaturyzacji. Wszak można spotkać Walkmany które swoimi rozmiarami minimalnie przekraczają wielkość kasety. Istotnym czynnikiem ograniczającym gabaryty urządzeń jest zasilanie. Stąd napięcie 3 V dostarczane przez dwie baterie lub akumulatory. W urządzeniach o powiększonym poborze prądu posiadających silniczki elektryczne, takich jak Walkmany, Discmany, mierniki ciśnienia krwi baterie wystarczają na krótki okres czasu. Dlatego też w warunkach domowych wygodnie jest je zasilać z sieci. Potrzebny do tego jest niewielki stabilizowany zasilacz, który opisano poniżej.

Schemat zasilacza jest bardzo prosty i opiera się na fabrycznej aplikacji zastosowanego w nim trójkońcówkowego stabilizatora LM 317.

Zasilacz posiada możliwość płynnej regulacji napięcia wyjściowego przy pomocy potencjometru P1, oraz wybór jednego z trzech stałych napięć. Włącznik dwupozycyjny WŁ1 umożliwia wybór regulacji płynnej lub stałych napięć. Przy pomocy przełącznika trzypozycyjnego WŁ2 można wybierać jedno z napięć stałych. W pozycji pierwszej WŁ2 (tak jak na schemacie ideowym rys. 1) rezystory R3 i R2 są połączone równolegle, co daje napięcie wyjściowe 4,5 V. W pozycji środkowej przełącznika WŁ2 nóżka 2 jest odłączona („wisi” w powietrzu), ustawione napięcie ma wartość 6 V. Z kolei w trzeciej pozycji równolegle połączone są rezystory R2 i R4, co daje napięcie 3 V.

Podane na schemacie napięcia można w łatwy sposób zmienić wykonując proste obliczenia. Wzór określający napięcie wyjściowe stabilizatora LM 317 ma postać:

$$U_{wy} = V_{ref} \cdot \left(1 + \frac{R2}{R1}\right) + I_{adj} \cdot R2$$

gdzie:

V_{ref} – napięcie referencyjne 1,5 V;

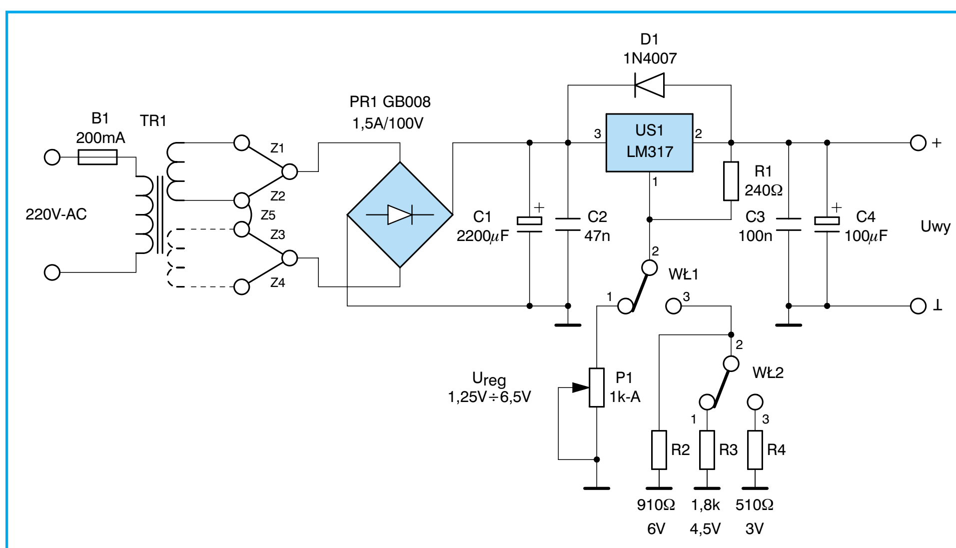
I_{adj} – prąd wypływający ze źródła napięcia referencyjnego 100 μA.

Zatem jeżeli rezystor R2 ma wartość 0 Ω to napięcie wyjściowe stabilizatora wynosi 1,25 V. Jest to najniższe napięcie dostarczane przez stabilizator. Zalecana przez producenta wartość rezystora R1 powinna wynosić w przybliżeniu 240 Ω. Większe wartości tego rezystora prowadzą do wzrostu zmian napięcia wyjściowego w funkcji temperatury i prądu wyjściowego stabilizatora. Mniejsze zaś pociągają za sobą wzrost prądu spoczynkowego zasilacza stabilizowanego. W niektórych przypadkach nie jest możliwe dokładne spełnienie tego warunku rozrzut R1 rzędu –50% +100% nie stwarza większych problemów.

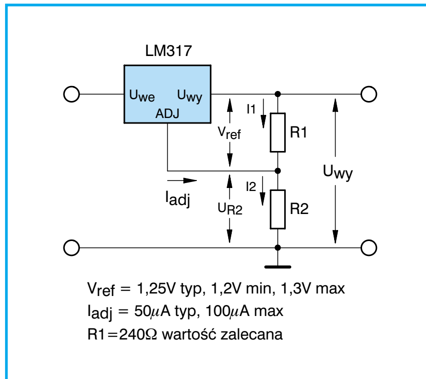
Powyższy wzór zamieszczony jest w katalogu. Analizując działanie stabilizatora można go w prosty sposób wyprowadzić samemu. Stabilizator LM 317 i większość stabilizatorów trójkońcówkowych utrzymuje stałą wartość napięcia pomiędzy nóżkami wyjściową (U_{wy} i referencyjną (V_{ref}). Prąd płynący przez rezystor R1 ma zatem wartość:

$$I1 = \frac{V_{ref}}{R1}$$

Na prąd płynący przez rezystor R2 składa się suma prądu I1 i prądu wypływającego z nóżki V_{ref} (pierwsze prawo Kirchhoffa), czyli:



Rys. 1 Schemat ideowy zasilacza



Rys. 2 Schemat aplikacyjny stabilizatora LM 317

$$I2 = I1 + I_{adj}$$

Spadek napięcia na rezystorze R2 ma zatem wartość:

$$U_{R2} = I2 \cdot R2$$

Napięcie wyjściowe jest równe sumie napięcia referencyjnego i spadku napięcia na rezystorze R2 (drugie prawo Kirchhoffa). Podstawiając pierwsze równanie do drugiego, a drugie do trzeciego otrzymujemy:

$$U_{wy} = V_{ref} + U_{R2} = V_{ref} + I2 \cdot R2 =$$
$$V_{ref} + \left(I1 + I_{adj}\right) \cdot R2 =$$
$$= V_{ref} + \left(\frac{V_{ref}}{R1} + I_{adj}\right) \cdot R2 =$$
$$= V_{ref} + \frac{V_{ref} \cdot R2}{R1} + I_{adj} \cdot R2 =$$
$$= V_{ref} \cdot \left(1 + \frac{R2}{R1}\right) + I_{adj} \cdot R2$$

Chwila intensywnego myślenia oraz proste rachunki i skomplikowany z pozoru wzór jest gotowy.

W prezentowanym zasilaczu bardzo prosto można zmienić napięcia wyjściowe dobierając wartości rezystorów R1, R2, R3, R4 i potencjometru P1. W tym celu wystarczy przeprowadzić nieskomplikowane obliczenia. Pierwszą czynnością jest wybranie zakresu napięcia regulowanego, dokładniej mówiąc maksymalnego napięcia wyjściowego. W drugiej kolejności należy wybrać wartości nieregulowanych napięć wyjściowych. Następnie obliczyć wartość rezystora R2 dla największego napięcia, zaś potem wartości rezystorów R3 i R4 dla napięć mniejszych.

Przykład

Chcemy zaprojektować zasilacz o napięciach wyjściowych 9 V, 6 V i 5 V z regulowanym napięciem maksymalnym 12 V. Dysponując potencjometrem 2,2 kΩ wartość rezystora R1 oblicza się na podstawie wzoru:

$$R1 = \frac{V_{ref} \cdot P1}{U_{wy} - V_{ref} - I_{adj} \cdot P1}$$

podstawiając wartości otrzymujemy:

$$R1 = \frac{1,25V \cdot 2,2k\Omega}{12V - 1,25V - 0,1mA \cdot 2,2k\Omega} =$$
$$= \frac{2,75}{10,53} = 0,261k\Omega \approx 270\Omega$$

W obliczeniach najwygodniej jest używać voltów, kiloomów i miliamperów. W takich samych jednostkach (kiloomach) otrzyma się wynik.

Największe napięcie wyjściowe nieregulowane ma wartość 9 V. Dla tej wartości obliczamy rezystor R2 na podstawie wzoru:

$$R2 = R1 \cdot \frac{U_{wy} - V_{ref}}{V_{ref} - I_{adj} \cdot R1}$$

co daje nam po podstawieniu wartości:

$$R2 = 0,27k\Omega \cdot \frac{9V - 1,25V}{1,25V - 0,1mA \cdot 0,27k\Omega}$$
$$= 0,27 \cdot \frac{7,75}{1,223} = 1,71k\Omega \approx 1,1k\Omega + 620\Omega$$

Ponieważ rezystor o wartości 1,7 kΩ nie występuje w szeregu 5% wskazane jest zastosowanie szeregowego połączenia dwóch rezystorów o wartościach 1,1 kΩ i 620 Ω.

Dla następnego napięcia o wartości 6 V w układzie następuje równoległe połączenie rezystorów R2 i R3. Obliczenia wykonuje się podobnie jak dla rezystora R2 w dwóch etapach. W pierwszym oblicza się rezystor R3' korzystając ze wzoru na R2. A następnie oblicza się wartość R3, tak aby połączenie równoległe R2 i R3 dało wartość R3'.

$$R3' = 0,27k\Omega \cdot \frac{6V - 1,25V}{1,25V - 0,1mA \cdot 0,27k\Omega}$$
$$= 0,27 \cdot \frac{4,75}{1,223} = 1,049k\Omega$$

Dla połączenia równoległego otrzymuje się:

$$\frac{1}{R3'} = \frac{1}{R2} + \frac{1}{R3}$$

po przekształceniu:

$$R3 = \frac{R3' \cdot R2}{R2 - R3'}$$

podstawiając wartości mamy:

$$R3 = \frac{1,049k\Omega \cdot 1,7k\Omega}{1,7k\Omega - 1,049k\Omega} =$$
$$= \frac{1,783}{0,651} = 2,74k\Omega \approx 2,7k\Omega$$

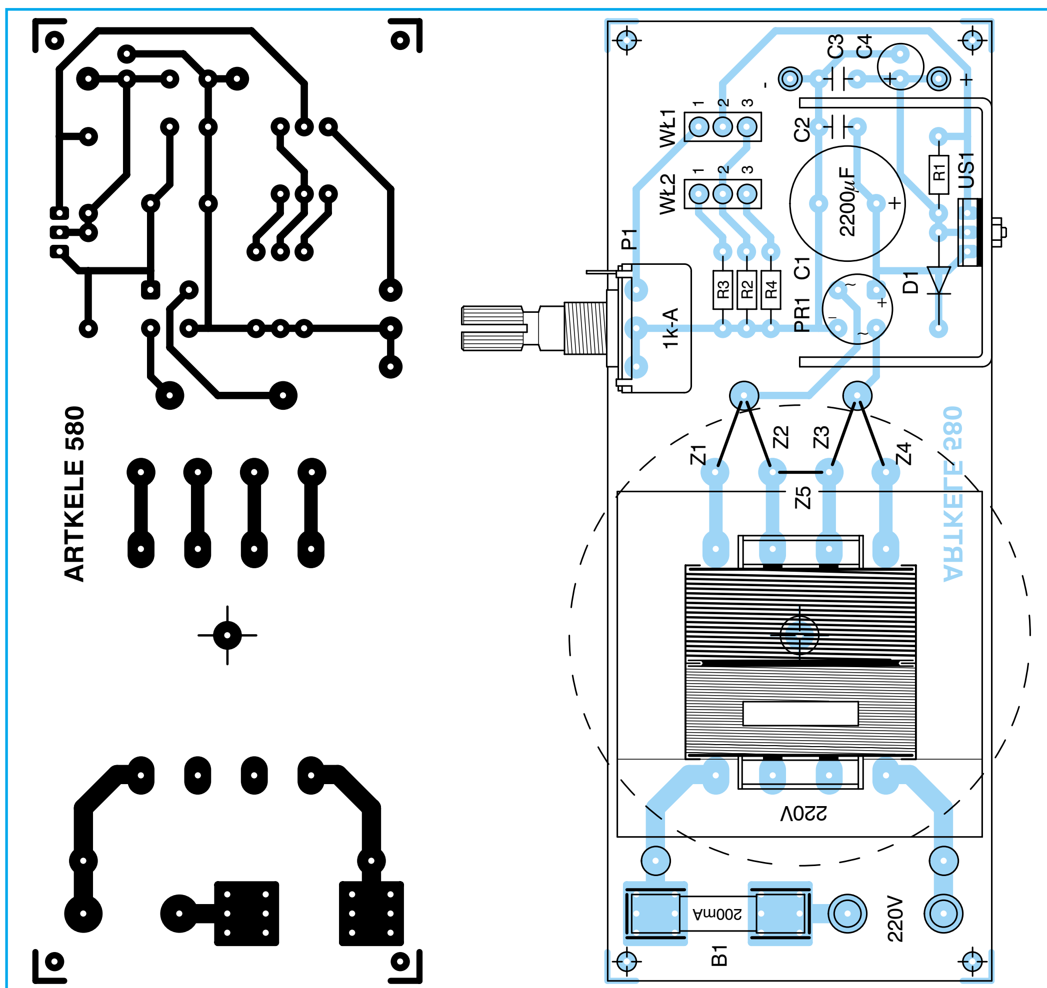
W identyczny sposób oblicza się wartość rezystora R4.

Wszystkie powyższe wzory zostały wyprowadzone w oparciu o elementarne prawo Ohma i pierwszy wzór podający zależność napięcia wyjściowego od wartości rezystorów R1 i R2 z rysunku 1. Podana powyżej procedura jest wygodna do wykonywania obliczeń przy pomocy kalkulatora, gdyż szukane (obliczane) wartości są podane w sposób analityczny. Dysponując matematycznym programem komputerowym znacznie mniej pracochłonne jest zapisywanie układów równań, podstawianie wartości i otrzymywanie gotowych wyników. Przedstawioną procedurę warto prześledzić i zrozumieć. Nie ma najmniejszego sensu uczenie się tych wzorów na pamięć. Jeżeli uda się „chwycić" ideę przyświecającą tego typu obliczeniom zawsze można wyprowadzić tego typu wzory. Malkontenci powiedzą zapewne, że wystarczy wstawić potencjometr montażowy, zakręcić i wszystko gotowe. Niby racja ale mając trzy potencjometry można nimi kręcić do końca świata i nie otrzymać żądanych napięć.

Osoby które nie lubią rachowania mogą skorzystać z Tabeli 1, w której po-

Tabela 1 – Wartości elementów dla różnych konfiguracji napięć wyjściowych

Wartości	napięć	P1	R1	R2	R3	R4
U_{reg} [V]	U_{st} [V]	[kΩ]	[Ω]	[kΩ]	[kΩ]	[Ω]
9,0	1,5/3,0/4,5	1,0	160	0,43	0,43	33
9,0	1,5/3,0/4,5	2,2	360	0,91	1,1	75
9,0	3,0/5,0/8,0	1,0	160	0,82	1,1	300
9,0	3,0/5,0/8,0	2,2	360	1,8	2,4	680
12,0	3,0/6,0/9,0	2,2	270	1,6	2,7	470
12,0	3,0/6,0/9,0	4,7	560	3,3	5,1	910
12,0	5,0/8,0/10,0	2,2	270	1,8	6,8	1,3k
12,0	5,0/8,0/10,0	4,7	560	3,6	15	3,0k



Rys. 3 Płytka drukowana i rozmieszczenie elementów

napięcia zmiennego transformatora dla podanego maksymalnego napięcia wyjściowego zasilacza:

$$U_{sk} = \frac{U_{wy\,max} + 6V}{1{,}41}$$

Teraz pozostaje tylko wybranie odpowiedniego transformatora. Pomocnym będzie tu katalog transformatorów sieciowych publikowany w tym i w następnych numerach Praktycznego Elektronika na stronach 21 i 22.

dano wartości elementów dla kilku typowych konfiguracji napięć i różnych wartości potencjometru P1.

Wykaz elementów	
Półprzewodniki	
US1	– LM 317
D1	– 1N4007
PR1	– GB 008 (1,5 A/100 V)
Rezystory	
R1	– 240 Ω/0,125 W
R4	– 510 Ω/0,125 W
R2	– 910 Ω/0,125 W
R3	– 1,8 kΩ/0,125 W
P1	– 1 kΩ-A PR-185
Kondensatory	
C2	– 47 nF/50 V ceramiczny
C3	– 100 nF/50 V ceramiczny
C4	– 100 µF/16 V
C1	– 2200 ΩF/16 V
Inne	
TR	– patrz opis
B1	– WTAT 200 mA/250 V
WŁ1	– przełącznik 2-pozycyjny
WŁ2	– przełącznik 3-pozycyjny
płytka drukowana numer 580	

Rzeczywiste wartości napięć będą się nieco różnić od podanych z uwagi na zaokrąglanie wartości rezystancji do typowych występujących w szeregu 5%.

Po wybraniu odpowiedniej wersji napięciowej zasilacza konieczne jest dobranie transformatora sieciowego. Scalony stabilizator LM 317 wymaga dla poprawnej pracy minimalnej różnicy napięć pomiędzy wejściem a wyjściem wynoszącej 3 V. Równocześnie można przyjąć, że napięcie stałe na kondensatorze filtru C1 będzie miało minimalną wartość:

$$U_{C1} = U_{sk} \cdot 1{,}41 - 3\,V$$

gdzie:
U_{sk} – wartość skuteczna napięcia na wyjściu transformatora pod obciążeniem.
Odejmowane w wzorze 3 V reprezentują spadek napięcia na diodach mostka prostowniczego oraz tętnienia napięcia na kondensatorze przy prądach nie przekraczających 1,5 A. Stąd uwzględniając zapas napięcia na stabilizatorze wynoszący 3 V można obliczyć wymaganą wartość

Montaż i uruchomienie

Z założenia zasilacz ma dostarczać niewielkich prądów i napięć. Dlatego też transformator umieszczono na płytce drukowanej. Rozstaw pól lutowniczych pozwala na zamontowanie transformatorów o mocy 8 VA. Możliwe jest także zamontowanie transformatora toroidalnego o mocy 20 W. Z uwagi na różne wyprowadzenia napięć wtórnych w transformatorach na płytce umieszczono „system” zworek przy pomocy których można uzyskać odpowiednie połączenia. Możliwe jest sumowanie dwóch napięć zmiennych (jeżeli takie występują). Trzeba tylko zwrócić uwagę na zgodność fazy.

Stabilizator został umieszczony na krawędzi płytki drukowanej, tak że można do niego przymocować niewielki radiator jaki można kupić w sklepach elektronicznych.

Przełączniki dźwigienkowe WŁ1 i WŁ2 umieszczono na płytce czołowej razem z zaciskami. Przełącznik WŁ2 jest trójpozycyjny. W położeniu środkowym dźwigienki żadna z nózek przełącznika nie jest połączona z sąsiednią. Cyferka 2 na schemacie ideowym i montażowym obok przełączników oznacza nóżkę środkową.
Płytki drukowane wysyłane są za zaliczeniem pocztowym. Płytki można zamawiać w redakcji PE.
Cena: płytka numer 580 – 6,90 zł
+ koszty wysyłki (10 zł).

◊ ***Tomasz Stańczyk***

Uwagi do sygnałów testowych audio na płycie CD–PE2

W trakcie testowania płyty CD-PE2 obejmującej sygnału akustyczne kilka osób zwróciło uwagę na zjawisko dużych wychyleń membrany głośników niskotonowych dla najniższych częstotliwości akustycznych. Efekt ten wymaga krótkiego wyjaśnienia.

Podczas odsłuchiwania sygnałów testowych o najniższych częstotliwościach zarówno sinusoidalnych jak i szumowych 20, 25, 31,5 i 40 Hz, a nawet 50, 63 i 80 Hz należy zachować dużą ostrożność i odpowiednio niski poziom natężenia dźwięku (małą głośność). Zestaw głośnikowy, szczególnie typu bass-reflex, poniżej swojej częstotliwości rezonansowej (dolnej częstotliwości przenoszenia) nie będzie odtwarzał dźwięków. Nie oznacza to, że wtedy głośniki niskotonowe nie pracują. Wręcz przeciwnie, amplituda wychyleń membrany ulega wtedy gwałtownemu zwiększeniu jako, że głośnik nie jest „obciążony” słupem przepychanego powietrza. Przy średniej głośności odtwarzania może to doprowadzić do wychyleń na tyle dużych, że mogą one spowodować trwałe uszkodzenie głośnika. Uszkodzenia mogą być dwojakie. Pierwsze to uszkodzenia zawieszenia membrany (resora) i zawieszenia cewki, w drastycznych przypadkach zawieszenie może się przedrzeć, zwłaszcza w starszych głośnikach z piankowym resorem, który po latach stracił elastyczność. Drugie to uszkodzenia karkasu cewki, który „rozklepie” się uderzając o nabiegunnik magnesu.

Dlatego wskazane jest obserwowanie drgającej membrany głośnika niskotonowego i w przypadku zauważenia zbyt dużej amplitudy drgań ograniczenie głośności. Częstotliwość przy której amplituda drgań ulega wyraźnemu zmniejszeniu można w przybliżeniu uznać za dolną częstotliwość odtwarzania zestawu głośnikowego.

Po stronie częstotliwości najwyższych przy dużych poziomach głośności można uszkodzić głośniki wysokotonowe, lub też wzmacniacz mocy, zwłaszcza starszego typu, w którym zastosowano nie najszybsze tranzystory końcowe np. 2N3055, KD 502 lub podobne. Także w tym przypadku może okazać się, że dźwięków o częstotliwościach 16 i 20 kHz w ogóle nie słychać. Najczęściej przyczyną jest ucho, a nie zestaw głośnikowy.

Jak dowodzą badania 50% populacji nie słyszy (lub słyszy dużo słabiej) dźwięków o częstotliwościach powyżej 12,5 kHz. Wraz z wiekiem odsetek ten rośnie.

◊ ***Redakcja***

Nr	Sygnał	Czas
1	Szum różowy – kontrola kanałów	30 s
2	Szum różowy – kontrola fazy	20 s
3	Szum różowy – całe pasmo	30 s
4	Szum biały – całe pasmo	30 s
5	Szum różowy – pasmo 0÷0,2 kHz	45 s
6	Szum różowy – pasmo 0,2÷1 kHz	45 s
7	Szum różowy – pasmo 1÷20 kHz	45 s
8	Szum różowy – pasmo 6÷20 kHz	45 s
9	**Miernik wysterowania – poziomy – 30÷–4 dB, 1 kHz**	**32 s**
10	**Miernik wysterowania – impulsy 0 dB, 5 kHz**	**12 s**
11	Sinus poziomy –80÷–10 dB, 1 kHz	40 s
12	Sinus przestrajany od 20 Hz do 20 kHz poziom –10 dB	31 s
13	**Sinus 20 Hz, –10 dB**	**20 s**
14	**Sinus 25 Hz, –10 dB**	**20 s**
15	**Sinus 31,5 Hz, –10 dB**	**20 s**
16	**Sinus 40 Hz, –10 dB**	**20 s**
17	Sinus 50 Hz, –10 dB	20 s
18	Sinus 63 Hz, –10 dB	20 s
19	Sinus 80 Hz, –10 dB	20 s
20	Sinus 100 Hz, –10 dB	20 s
21	Sinus 125 Hz, –10 dB	20 s
22	Sinus 160 Hz, –10 dB	20 s
23	Sinus 200 Hz, –10 dB	20 s
24	Sinus 250 Hz, –10 dB	20 s
25	Sinus 315 Hz, –10 dB	20 s
26	Sinus 400 Hz, –10 dB	20 s
27	Sinus 500 Hz, –10 dB	20 s
28	Sinus 630 Hz, –10 dB	20 s
29	Sinus 800 Hz, –10 dB	20 s
30	Sinus 1,0 kHz, –10 dB	20 s
31	Sinus 1,25 kHz, –10 dB	20 s
32	Sinus 1,6 kHz, –10 dB	20 s
33	Sinus 2,0 kHz, –10 dB	20 s
34	Sinus 2,5 kHz, –10 dB	20 s
35	Sinus 3,15 kHz, –10 dB	20 s
36	Sinus 4,0 kHz, –10 dB	20 s
37	Sinus 5,0 kHz, –10 dB	20 s
38	Sinus 6,3 kHz, –10 dB	20 s
39	Sinus 8,0 kHz, –10 dB	20 s
40	Sinus 10,0 kHz, –10 dB	20 s
41	Sinus 12,5 kHz, –10 dB	20 s
42	**Sinus 16,0 kHz, –10 dB**	**20 s**
43	**Sinus 20,0 kHz, –10 dB**	**20 s**
44	**Szum 20 Hz, 1/3 okt.**	**15 s**
45	**Szum 25 Hz, 1/3 okt.**	**15 s**
46	**Szum 31,5 Hz, 1/3 okt.**	**15 s**
47	Szum 40 Hz, 1/3 okt.	15 s
48	Szum 50 Hz, 1/3 okt.	15 s
49	Szum 63 Hz, 1/3 okt.	15 s
50	Szum 80 Hz, 1/3 okt.	15 s
51	Szum 100 Hz, 1/3 okt.	15 s
52	Szum 125 Hz, 1/3 okt.	15 s
53	Szum 160 Hz, 1/3 okt.	15 s
54	Szum 200 Hz, 1/3 okt.	15 s
55	Szum 250 Hz, 1/3 okt.	15 s
56	Szum 315 Hz, 1/3 okt.	15 s
57	Szum 400 Hz, 1/3 okt.	15 s
58	Szum 500 Hz, 1/3 okt.	15 s
59	Szum 630 Hz, 1/3 okt.	15 s
60	Szum 800 Hz, 1/3 okt.	15 s
61	Szum 1,0 kHz, 1/3 okt.	15 s
62	Szum 1,25 kHz, 1/3 okt.	15 s
63	Szum 1,6 kHz, 1/3 okt.	15 s
64	Szum 2,0 kHz, 1/3 okt.	15 s
65	Szum 2,5 kHz, 1/3 okt.	15 s
66	Szum 3,15 kHz, 1/3 okt.	15 s
67	Szum 4,0 kHz, 1/3 okt.	15 s
68	Szum 5,0 kHz, 1/3 okt.	15 s
69	Szum 6,3 kHz, 1/3 okt.	15 s
70	Szum 8,0 kHz, 1/3 okt.	15 s
71	Szum 10,0 kHz, 1/3 okt.	15 s
72	Szum 12,5 kHz, 1/3 okt.	15 s
73	Szum 16,0 kHz, 1/3 okt.	15 s
74	**Szum 20,0 kHz, 1/3 okt.**	**15 s**
75	**Sinus poziom 0 dB, 1 kHz**	**20 s**

Druga płyta CD–PE2 Praktycznego Elektronika

Druga płyta CD–PE2 Praktycznego Elektronika zawierająca kompletne archiwum zapisane w formacie Portable Document File (PDF) i bardzo poręcznie skatalogowane.

Na tej płycie znajdziecie Państwo:

1. Kompletne numery Praktycznego Elektronika, na blisko 3000 stron. W 89 numerach zawarliśmy, podczas ponad 7 lat, olbrzymią wiedzę w zakresie praktycznych zastosowań elektroniki. Opisy, aplikacje, urządzenia, nietypowe rozwiązania. Jeden styl projektowania i wykonania urządzeń. Płytki drukowane są projektowane w jednym stylu z zachowaniem standardów europejskich i światowych (dotyczy to zarówno rozstawu elementów jak i ich mocowania – lutowania).
2. Sygnały testowe audio do sprawdzania zestawów elektroakustycznych. Pozwalają na sprawdzenie właściwości i poprawności działania całego toru elektroakustycznego łącznie z urządzeniem odtwarzającym zapis. Mogą być oczywiście wykorzystane do sprawdzania i ewentualnej regulacji tylko wybranych fragmentów toru. Sygnały te można również odtwarzać w napędzie CD–ROM komputera.
3. Książka „Eksploatacja zestawów akustycznych”, zapisana w formacie PDF opisuje i barwnie ilustruje budowę i eksploatację zestawów głośnikowych.
4. Baza plików z wycofanymi płytkami drukowanymi. Pliki są zapisane w formacie PRN. Pliki można wydrukować na drukarce laserowej lub atramentowej. Zamieszczone są zarówno strony ścieżek drukowanych jak i opis rozmieszczenia elementów.
5. Źródła do programów opublikowanych w PE, które zostały wycofane ze sprzedaży. Są to programy które były stosowane do programowania układów GAL, PIC lub EPROM a w tej chwili są niedostępne z powodu wycofania ich z oferty wysyłkowej.

Cena płyty CD–PE2 jest równa 30 zł + koszty wysyłki.
W sprzedaży znajduje się także płyta CD–PE1 zawierająca oprócz archiwum Praktycznego Elektronika wiele programów i narzędzi użytecznych w pracowni elektronika.
Przy zamówieniu jednocześnie dwóch płyt jako komplet (CD–K) nabywca zapłaci tylko 50 zł + koszty wysyłki.
Płyty można zamawiać na kartach pocztowych, faksem, na formularzu na stronie *www.pe.com.pl*, e–mailem *reklama@pe.com.pl* lub telefonicznie.

Nie przegap!!! Taka okazja już się nie powtórzy!!!
89 numerów PE w postaci elektronicznej na jednej płycie!!!

Odcinek dla poczty

zł.................... gr......................

.... słownie złotych — groszy jak wyżej

.... imię i nazwisko (firma)

.... ulica / numer domu

☐☐-☐☐☐ kod pocztowy

.... miejscowość (poczta)

na rachunek:

ARTKELE
ul. Jaskółcza 2/5
65-001 Zielona Góra

WBK S.A. II O/Zielona Góra
10901636-102847-128-0100-01

Datownik — Pobrano opłatę zł.......... gr...........

.... podpis przyjmującego

Odcinek dla posiadacza rachunku

zł.................... gr......................

.... słownie złotych — Groszy jak wyżej

.... imię i nazwisko (firma)

.... ulica / numer domu

☐☐-☐☐☐ kod pocztowy

.... miejscowość (poczta)

na rachunek:

ARTKELE
ul. Jaskółcza 2/5
65-001 Zielona Góra

WBK S.A. II O/Zielona Góra
10901636-102847-128-0100-01

Datownik — Pobrano opłatę zł.......... gr...........

.... podpis przyjmującego

Odcinek dla wpłacającego

zł.................... gr......................

.... słownie złotych — Groszy jak wyżej

.... imię i nazwisko (firma)

.... ulica / numer domu

☐☐-☐☐☐ kod pocztowy

.... miejscowość (poczta)

na rachunek:

ARTKELE
ul. Jaskółcza 2/5
65-001 Zielona Góra

WBK S.A. II O/Zielona Góra
10901636-102847-128-0100-01

Datownik — Pobrano opłatę zł.......... gr...........

.... podpis przyjmującego

Zostawić margines dla faxu — Zostawić margines dla faxu

Imię — Nazwisko

ul./os. — Ulica (miejscowość, wieś) — Numer domu / posesji

Kod pocztowy — Poczta (miejscowość)

Wszystkie dane personalne wpisać literami drukowanymi

Wytnij i naklej na kartę pocztową (wysyłka karty pocztowej kosztuje mniej niż wysyłka listu, a nam ułatwia pracę).

Płytki

Numer		Ilość
	szt.	
	szt.	
	szt.	
	szt.	
	szt.	
	szt.	
	szt.	
	szt.	
	szt.	
	szt.	

Czasopisma

Numer/rocznik		Ilość
/	szt.	
/	szt.	
/	szt.	
/	szt.	
/	szt.	
/	szt.	

Kserokopie

Numer płytki

W przypadku zamawiania kserokopii artykułów prosimy o podanie numeru płytki drukowanej zamieszczonej w tym artykule. Jeżeli w artykule występują dwie płytki należy podać tylko numer jednej z nich.
W rubryce UWAGI można wpisywać:
– nazwy programów, zamawianych układów,
– oznaczenia obudów, folii, elementów, itp.

Uwagi:...

....

....

Wykaz dostępnych numerów archiwalnych:

Rok	Numery	Cena
1992	3	4,00 zł
1995	8, 12	4,00 zł
1996	4, 7÷9, 12	4,00 zł
1997	1÷11	5,00 zł
1999	3, 5, 9	5,00 zł
2000	2÷4, 6, 7, 9÷12	5,80 zł
2001	1, 2, 3	5,80 zł

Ten kupon można wyciąć i wysłać faksem: fax (całą dobę) (068) 324-71-03.

Zamawiam prenumeratę: Elektronik praktyczny

wybrany okres prenumeraty lub zamówienie wybranych płyt zaznaczyć krzyżykiem

Płyta CD-PE1. 34,00 zł	Płyta CD-PE2. 34,00 zł	Płyty CD-K 55,00 zł	II, III, IV 2001r. 52,00 zł

Cena 1 egzemplarza wraz z kosztami wysyłki – 5,80 zł

CD-PE1 – archiwum 1992÷1997 + inne programy
CD-PE2 – archiwum 1992÷1999 + książka i efekty audio
CD-K – CD-PE1 + CD-PE2

Upoważniam do wystawienia faktury VAT bez mojego podpisu.

NIP:........................ Podpis............................

Wyrażam zgodę na przetwarzanie moich danych osobowych dla potrzeb Wydawnictwa ARTKELE zgodnie z ustawą z dn. 29.08.97r o ochronie danych osobowych Dz.U. 97.133.883

kupon ważny do 31.05.2001r.

Zamawiam prenumeratę: Elektronik praktyczny

wybrany okres prenumeraty lub zamówienie wybranych płyt zaznaczyć krzyżykiem

Płyta CD-PE1. 34,00 zł	Płyta CD-PE2. 34,00 zł	Płyty CD-K 55,00 zł	II, III, IV 2001r. 52,00 zł

Cena 1 egzemplarza wraz z kosztami wysyłki – 5,80 zł

CD-PE1 – archiwum 1992÷1997 + inne programy
CD-PE2 – archiwum 1992÷1999 + książka i efekty audio
CD-K – CD-PE1 + CD-PE2

Upoważniam do wystawienia faktury VAT bez mojego podpisu.

NIP:........................ Podpis............................

Wyrażam zgodę na przetwarzanie moich danych osobowych dla potrzeb Wydawnictwa ARTKELE zgodnie z ustawą z dn. 29.08.97r o ochronie danych osobowych Dz.U. 97.133.883

kupon ważny do 31.05.2001r.

Zamawiam prenumeratę: Elektronik praktyczny

wybrany okres prenumeraty lub zamówienie wybranych płyt zaznaczyć krzyżykiem

Płyta CD-PE1. 34,00 zł	Płyta CD-PE2. 34,00 zł	Płyty CD-K 55,00 zł	II, III, IV 2001r. 52,00 zł

Cena 1 egzemplarza wraz z kosztami wysyłki – 5,80 zł

CD-PE1 – archiwum 1992÷1997 + inne programy
CD-PE2 – archiwum 1992÷1999 + książka i efekty audio
CD-K – CD-PE1 + CD-PE2

Upoważniam do wystawienia faktury VAT bez mojego podpisu.

NIP:........................ Podpis............................

Wyrażam zgodę na przetwarzanie moich danych osobowych dla potrzeb Wydawnictwa ARTKELE zgodnie z ustawą z dn. 29.08.97r o ochronie danych osobowych Dz.U. 97.133.883

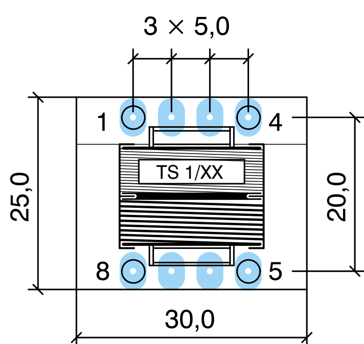
kupon ważny do 31.05.2001r.

Katalog Praktycznego Elektronika
Transformatory sieciowe cz. 1

Typ	Typ rdzenia	Napięcie pierwotne	Nr końcówek uzwojenia pierwotnego	Napięcie wtórne pod obciążeniem	Prąd uzwojenia wtórnego	Nr końcówek uzwojenia wtórnego	Typ końcówek	Numer rysunku
		[V]		[V]		[A]		
TS 1/001	EI 30/10	230	1-3	6,0	0,1	8-7	B1	1
TS 1/002	EI 30/10	220	1-4	4,5 4,5	0,1 0,1	8-7 6-5	B1	1
TS 1/003	EI 30/10	220	1-4	10,0	0,1	7-6	B1	1
TS 1/004	EI 30/10	24	1-4	10,0	0,1	7-6	B1	1

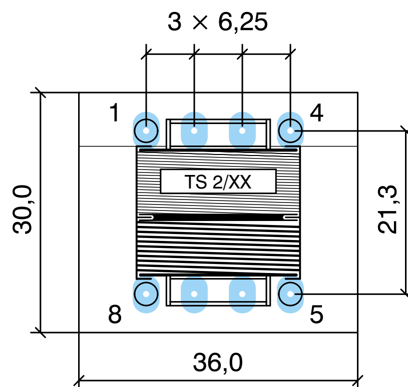
Typ	Typ rdzenia	Napięcie pierwotne	Nr końcówek uzwojenia pierwotnego	Napięcie wtórne pod obciążeniem	Prąd uzwojenia wtórnego	Nr końcówek uzwojenia wtórnego	Typ końcówek	Numer rysunku
		[V]		[V]		[A]		
TS 2/5	EI 36/12,8	220	8-5	21,0	0,06	4-1	B1	2
TS 2/6	EI 36/12,8	380	8-5	21,0	0,06	4-1	B1	2
TS 2/14	EI 36/12,8	220	3-4	8,2	0,22	5-8	B1	2
TS 2/15	EI 36/12,8	220	3-4	10,1	0,18	5-8	B1	2
TS 2/16	EI 36/12,8	220	3-4	6,0	0,22	5-8	B1	2
TS 2/18	EI 36/12,8	220	3-1	5,5 5,5	0,14 0,14	5-6 7-8	B1	2
TS 2/22	EI 36/12,8	220	2-4	7,7	0,2	8-5	B1	2
TS 2/24	EI 36/12,8	220	4-1	25,0	0,04	5-8	B1	2
TS 2/32	EI 36/12,8	220	4-1	12,0 6,0	0,1 0,1	7-8 5-6	B1	2
TS 2/33	EI 42/14	220	A-B	8,6	0,16	C-D	P	3
TS 2/34	EI 36/12,8	220	4-1	10,1	0,18	6-7	A1	2
TS 2/36	EI 36/12,8	220	1-4	8,8	0,22	8-5	A1	2
TS 2/38	EI 36/12,8	220	1-4	24,0	0,06	5-8	B1	2
TS 2/39	EI 42/14	220	A-B	10,6	0,2	C-D	P	3
TS 2/40	EI 36/12,8	220	1-4	8,8	0,22	8-5	A1	2
TS 2/44	EI 36/12,8	220	3-4	14,0	0,1	5-8	B1	2
TS 2/46	EI 36/12,8	220	1-4	15,5	0,08	7-6	A1	2
TS 2/55	EI 36/12,8	220	1-4	28,0	0,05	8-5	A1	2
TS 2/56	EI 36/12,8	220	1-4	15,8	0,12	5-8	B1	2
TS 2/60	EI 36/12,8	220	3-4	21,5 21,5	0,021 0,021	5-7 6-8	B1	2
TS2/61	EI 36/12,8	220	2-4	7,0	0,18	8-5	B1	2
TS 2/66	EI 36/12,8	230	4-1	22,0 22,0	0,04 0,04	5-6 7-8	B1	2
TS 2/67	EI 36/12,8	220	1-4	2,2	0,4	8-7	A1	2
TS 2/001	EI 36/12,8	220	4-1	13,8 13,8	0,06 0,06	5-6 6-8	A1	2
TS 2/002	EI 36/12,8	220	4-3	22,0 8,0	0,06 0,05	5-8 6-7	B1	2
TS 2/005	EI 36/12,8	220	1-4	22,5 8,5	0,03 0,01	5-6 7-8	B1	2
TS 2/009	EI 36/12,8	220	3-4	10,0 10,0	0,1 0,1	5-6 7-8	B1	2

Typ	Typ rdzenia	Napięcie pierwotne	Nr końcówek uzwojenia pierwotnego	Napięcie wtórne pod obciążeniem	Prąd uzwojenia wtórnego	Nr końcówek uzwojenia wtórnego	Typ końcówek	Numer rysunku
		[V]		[V]		[A]		
TS 2/011	EI 36/12,8	220	1-4	12,0 12,0 5,0	0,05 0,05 0,16	8-7 7-6 A-5	B1, P.	2
TS 2/012	EI 36/12,8	220	3-1	8,5 8,5	0,11 0,11	5-6 7-8	B1	2
TS 2/016	EI 36/12,8	220	1-4	15,0	0,06	5-7	B1	2
TS 2/016/A	EI 36/12,8	220	1-4	15,0	0,06	5-6	B1	2
TS 2/019	EI 36/12,8	380	1-4	14,0	0,08	6-7	B1	2
TS 2/020	EI 36/12,8	220	1-4	13,2	0,1	6-7	B1	2
TS 2/021	EI 36/12,8	220	1-4	6,0 6,0	0,16 0,16	8-7 5-6	B1	2
TS 2/022	EI 36/12,8	220	1-4	24,0	0,062	8,5	B1	2
TS 2/023	EI 36/12,8	220	1-4	10,6	0,18	8,5	A1	2
TS 2/024	EI 36/12,8	220	1-3	2,2	0,35	8-5	B1	2
TS 2/025	EI 36/12,8	220	8-5	11,5	0,2	1-4	B1	2
TS 2/026	EI 36/12,8	220	1-4	7,5 7,5	0,1 0,1	5-7 7-8	A1,	2
TS 2/027	EI 36/12,8	220	1-4	7,5 7,5 2,5	0,1 0,1 0,1	5-6 6-7 7-8	A1	2
TS 2/028	EI 36/12,8	220	1-4	12,5	0,15	8-5	B1	2
TS 2/029	EI 36/12,8	220	1-4	7,0 7,0	0,15 0,15	5-6 7-8	B1	2
TS 2/031	EI 36/12,8	220	3-4	10,5	0,22	8-5	B1	2
TS 2/032	EI 36/12,8	220	1-4	18,4	0,1	6-7	B1	2
TS 2/033	EI 36/12,8	220	1-4	3,5	0,58	5-8	B1	2
TS 2/034	EI 36/12,8	220	1-4	12,0	0,17	5-8	B1	2
TS 2/035	EI 36/12,8	220	1-4	12,0	0,17	5-8	B1	2
TS 2/036	EI 36/12,8	220	1-4	12,0 12,0	0,09 0,09	8-7 6-5	B1	2
TS 2/037	EI 36/12,8	220	1-4	12,0 12,0	0,09 0,09	8-7 6-5	B1	2



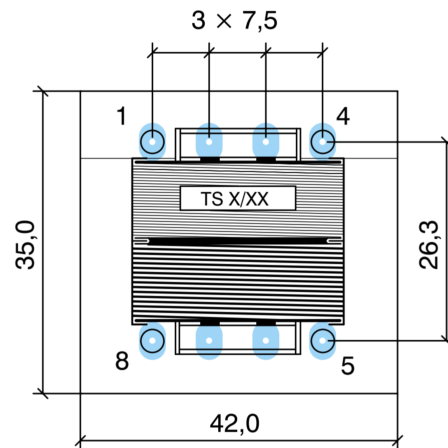
wysokość 25

Rys.1



wysokość 28,5

Rys.2



wysokość 34

Rys.3

GIEŁDA PE

SPRZEDAM

WYPRZEDAM dekodery PAL-SECAM: do Jowisza zamienne za MD2007/MD2008 i Heliosa zam. za MD2021 na TDA 4555. Ceny od 22 zł. Więcej = taniej!!!. Oferty, info: kop.+ znaczek. Grzegorz Zubrzycki, ul. Zgierska 110/120 m. 211, 91-303 Łódź.

GENERATOR akustyczny typ G432 Meratronik (110 zł) i multimetr analogowy typ V640 Meratronik (100 zł). Stan b. dobry. tel (014)626-74-63 po 18.00 e-mail: greenpigmej@go2.pl

ODTWARZACZ kompaktowy CD do samochodu - 150 zł, oraz odtwarzacz CD stacjonarny, domowy - 150 zł. Oba posiadają zaawansowany układ optyczny lasera. Jacek Dudek tel. (503)-521-457.

SCHEMATY OR, TV itd., ksero artykułów z PE, SE itp. A4 50 gr. Bazę, aplikacje, schematy, porady spisane z prasy elektronicznej 15 zł + koszt wysyłki. tel. (095) 735-17-13.

GENERATOR obrazu kontrolnego GTV19. Obraz kontr. jak w TVP. Tła: RGB - biel - czerń. Wyjścia: AV - RGB - RF. Fonia: DK - BG. Zadzwoń - wyślę dokładne dane: (034) 357-78-34, 357-72-55.

FALOWNIKI sprzedam tanio J. Krupiński ul. W. Łokietka 31/3, 58-100 Świdnica, tel. (074) 852-92-57 lub (602) 642-896.

KAMERY od 135 zł, dzielnik i przełączniki, zestawy bezprzewodowe, modulatory, akcesoria do profesjonalnych alarmów stacjonarnych. (0601) 454-157, alarm@hot.pl.

WYKRYWACZE metali, schematy, sondy, płytki. Sprzedam - kupię - wymienię na inne. Książkę "Elektrownie Wiatrowe 0,2÷1,6 kW" sprzedam śmigła tylne do helikoptera wymienę. S. Królak, ul. Wyki 19/6, 75-329 Koszalin.

FALOWNIKI tanio sprzedam. Płynna regulacja silników. J. Krupiński ul. W. Łokietka 31/3, 58-100 Świdnica Śl., (074) 852-92-57 po godz. 20.00, lub (602) 642-896.

WYŚWIETLACZ LCD 10 cyfrowy. Cena 18 zł. Rafał Słomkowski, tel (052) 355-20-89.

ROCZNIKI Radioelektronika 1976÷1993, całość 100zł, oraz dużo książek z dziedziny elektroniki może być wymiana. Info k+z, 24 100 Puławy, ul. Piłsudskiego 16 14, tel. 887 41 16.

CD ROM z nr 5 i 6 czasopisma Enter, numery Świat Radio, EdW, Praktyczny Elektronik, Młody Technik. S. Zubil, Pruszków, 67 320 Małomice.

WYPRZEDAŻ roczników lub luźnych numerów MT, Re, ZS, HT, EH, NE, AV, PE, EP z lat 70, 80, 90 info. Kop. + znaczek. R. Kujawa, Os. Wiślana 11/9, 08-520 Dęblin, tel. (081) 883-26-63, (604) 410-872.

MIKROPROCESOROWY regulator temperatury z czujnikiem Pt100. Opis w EP 2/2001. Sprzedam program lub zaprogramowany AT89C2051. E-mail: dulewicz@poczta.wp.pl.

PROFESJONALNY wykrywacz metali "TRANSET - 150", rozróżnia metale, zasięg -

Giełda PE

Bezpłatne ogłoszenia drobne wyłącznie dla osób fizycznych

Zaznacz rubrykę w której ma zostać zamieszczone ogłoszenie

- [ ] Sprzedam
- [ ] Poszukuję
- [ ] Kupię
- [ ] Zamienię
- [ ] Inne

Kupon ważny do 20.05.2001

Kupony prosimy przesyłać w kopercie **z dopiskiem GIEŁDA PE**

150 cm - 290 zł. Przystawka zmieniająca OTV w oscyloskop itp. Przybysz nad Łomnicą 22/5, 58-540 Karpacz.

WYKRYWACZE metali z rozróżnianiem lub bez. Zasięg 3 metry. Gwarancja 2 lata. Dokumentacje wykrywaczy - sprzedam. Tel. (018) 353-11-49 lub (605) 926-516.

TANI czuły wykrywacz metali. Dla Ciebie lub schemat + płytka + części. Inf. Znaczek + kop. E. Godlewski, 05-200 Wołomin, Warszawska 8/18, (607) 215-007

AMIGA 1200 cena 280 zł, AMIGA 600 cena 200 zł, VBS działający z każdą Amigą, cena 20 zł, HDD, CD-ROM do Amigi, inne peryferie. Tel. (032) 771-18-62 lub (503) 920-292.

WYKRYAWACZ metali 3 lata gwarancji inf. (032) 476 10 09

KUPIĘ

DYSK twardy Seagate Medalist 4321, 43Gb, ST34321A, uszkodzony (mechanika). Bad sector może być 100%, ze sprawną elektroniką, lub samą elektronikę, do 50zł. Tel. (604) 324-581, (058) 661-39 79.

POSZUKUJĘ

PILNIE aplikacje i dane na temat procesora surround o symbolu μPC1892CT. Zapłacę lub się odwdzięczę. Marcin Błaszczykowski, ul. Monte Cassino 15/10, 81-704 Sopot.

UKŁAD scalony HD44840A15. Tel. (089) 767-47-77 (po 21.00).

ZAMIENIĘ

DOKUMENTACJĘ wykrywaczy metali VLF PI i inne, z rozróżnieniem i bez, wymienię, odstąpię. Jan Kuźma, 22-400 Zamość, ul. Reja 9/39. tel. (084) 639-19-49

SCHEMATY, instrukcje RTV "retro". Literatura: układy elektroniki - odstąpię - zamienię. K. Poznański, Al. Kijowska 13/10, 30-079 Kraków, tel. (012) 637-86-12. Kolego elektroniku - pisz, dzwoń!!!

INNE

SERWIS sprzętu audiofilskiego, DVD, kamery itp. Schemat dekodera HBO 30zł. Przestrajanie konsoli Playstation. Andrzej Lewandowski. Darlnndo566489946.

OSCYLOSKOP dwukanałowy m.cz. CI18, rosyjski, lampowy, do 1 MHz. Do pomiarów wzmacniaczy m.cz (przede wszystkim lampowych). Oddam w dobre ręce. Tel. (012) 658-49-22

MOSTEK pomiarowy RLC fabryczny, lampowy, EUREKA. Oddam w dobre ręce. (012) 658-49-22

Wzmacniacze mocy – podzespoły

Rozpoczynamy krótki cykl artykułów poświęconych najbardziej popularnym układom stosowanym w sprzęcie audio. Zajmiemy się kolejno podzespołami stosowanymi do ich budowy, działaniem poszczególnych rodzajów wzmacniaczy mocy i przykładami rozwiązań wraz ze wskazówkami praktycznymi.

Można śmiało napisać, że od nich zależy jakość sygnału doprowadzanego do zespołów głośnikowych. Uważane są za równorzędny o ile nie ważniejszy w odniesieniu do głośników człon toru elektroakustycznego. Zamieniają wejściowy sygnał napięciowy na moc (napięcie i prąd) dostarczaną do zespołów głośnikowych. Inaczej wzmacniają znikomą moc sygnału wejściowego do poziomu wymaganego przez obciążenie jakim jest przetwornik elektroakustyczny.

Są chyba najczęściej opisywanymi i najchętniej wykonywanymi przez amatorów układami elektronicznymi. Wynika to po części ze stosunkowo prostych rozwiązań schematowych, małej ilości elementów i co najważniejsze słyszalnego efektu działania.

Najważniejszymi elementami wzmacniacza mocy są elementy czynne służące do przetworzenia napięcia stałego (zasilającego) na napięcie zmienne doprowadzane do obciążenia. Przetwarzanie to odbywa się w takt zmian napięcia wejściowego. Z uwagi na duże prądy i możliwość wystąpienia przepięć (obciążenie indukcyjne) elementy te mają trudne warunki pracy. Oprócz mocy dostarczanej do głośnika także na nich wydziela się duża moc. Powoduje to ich nagrzewanie się i dalej pogarsza warunki pracy.

Do tej grupy należą najbardziej popularne ostatnio tranzystory mocy (bipolarne i unipolarne), układy scalone oraz powracające lampy elektronowe (dla koneserów).

Tranzystory bipolarne

Opis elementów zaczniemy od tranzystorów bipolarnych, które pomimo szeregu wad są najczęściej wykorzystywane jako tzw. tranzystory wyjściowe. Nie będę przypominał działania tranzystora. Można uznać, że we wzmacniaczu mocy obwód kolektor-emiter pracuje jako zmienna rezystancja zależna od prądu bazy a tym samym napięcia sterującego. Właśnie przez tą zmienną rezystancję jest doprowadzany prąd z zasilacza do obciążenia.

Ze względu na strukturę wewnętrzną wykonywane są dwa rodzaje tranzystorów bipolarnych PNP i NPN. Dla użytkowników różnią się one przede wszystkim warunkami polaryzacji. Tranzystory NPN zasilane są napięciami dodatnimi względem emitera a PNP napięciami ujemnymi. Napięcie między bazą a emiterem zależy od rodzaju półprzewodnika i dla tranzystorów krzemowych wynosi 0,6÷0,7 V.

Podstawowym parametrem tranzystorów bipolarnych istotnym także we wzmacniaczach napięciowych jest wzmocnienie prądowe b. Współczynnik ten określa stosunek zmian prądu kolektora do zmian prądu bazy. Istotną wadą tranzystorów bipolarnych jest zależność tego współczynnika od wartości prądu kolektora. Co jeszcze gorsze to początkowo wzrasta on wraz ze wzrostem prądu by następnie szybko maleć. Nie gra to większej roli we wzmacniaczach napięciowych i małej mocy pracujących przy małych prądach kolektora. Jest natomiast istotną przyczyną zniekształceń sygnału wzmacniaczy większych mocy.

Sposobem na zwiększenie współczynnika wzmocnienia prądowego i zachowanie jego dużej wartości nawet przy dużym prądzie kolektora jest połączenie Darlingtona. Można je realizować na oddzielnych tranzystorach lub często spotyka się takie połączenie dwóch tranzystorów we wspólnej obudowie. Dodatkowe rezystory zmniejszają wypadkowy współczynnik wzmocnienia prądowego, ale jednocześnie zmniejszają jego zależność od prądu kolektora.

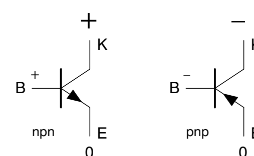
Tranzystory mocy w początkowym okresie tranzystoryzacji wzmacniaczy mocy pracowały na granicy swoich możliwości. Aktualnie dla zwiększenia niezawodności stosuje się tranzystory „nadmiarowe" w odniesieniu do wymagań.

Oprócz niezawodności, jakości dźwięku istotne we wzmacniaczach mocy są zależności energetyczne w tym sprawność. Sprawność wzmacniacza jest określana jako stosunek użytecznej mocy wyjściowej do średniej mocy pobieranej ze źródła zasilania. Różnica mocy pobieranej i wyjściowej jest tzw. mocą strat wydzielaną w tranzystorach wyjściowych. Od tej mocy zależeć będzie wielkość radiatora i ewentualnie dodatkowe czynniki chłodzące.

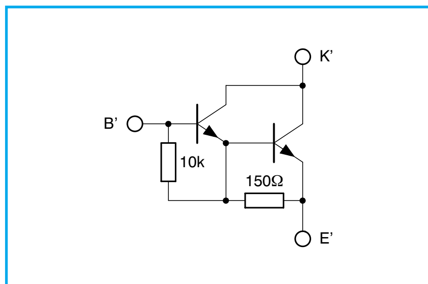
Moc tracona zależy od średniego prądu płynącego przez tranzystor i napięcia nasycenia. Jest to spadek napięcia na tranzystorze przy maksymalnym prądzie. Jego wartość przeciętnie wynosi 0,8÷1 V. Wyższe napięcie nasycenia posiadają tranzystory w połączeniu Darlingtona (rzędu 2 V). Można więc oczekiwać w ich przypadku większej mocy traconej.

Tranzystory we wzmacniaczach mocy są intensywnie eksploatowane i dlatego istotne są ich parametry graniczne. Należą do nich: maksymalna moc strat, maksymalne napięcie kolektor-emiter i maksymalny prąd kolektora. Producenci tranzystorów podają często charakterystyki przedstawiające zależność mocy traconej i maksymalnego prądu kolektora od temperatury. Wzrost temperatury powoduje ograniczanie dopuszczalnych wartości.

Aby moc tracona w tranzystorze nie powodowała jego zbytniego nagrzewania niezbędne jest odprowadzanie ciepła. Istotnym parametrem określającym odprowadzanie ciepła jest rezystancja termiczna złącze-obudowa. Dopiero do obudowy tranzystora jest dołączony radiator o małej rezystancji termicznej do otoczenia (powietrza). Rezystancja termiczna określona jest jako stosunek



Rys. 1 Polaryzacja tranzystorów bipolarnych



Rys. 2 Połączenie Darlingtona (NPN)

przyrostu temperatury przy wzroście mocy o 1 W. Przykładowo tranzystor mocy w popularnej obudowie TO-220 posiada rezystancję termiczną złącze obudowa rzędu 2°C/W. Jego rezystancja złącze-otoczenie wynosi aż 70°C/W. Mniejszą rezystancję termiczną posiadają tranzystory w większych obudowach i obudowach metalowych TO-3.

Wzrost temperatury powoduje wzrost prądu bazy i w konsekwencji wzrost prądu kolektora. Tranzystory bipolarne mają tendencję do lawinowego wzrastania temperatury i prądu kolektora co może doprowadzić do zniszczenia. Wymagają stabilizacji punktu pracy. W przypadku wzmacniaczy mocy stosuje się stabilizację nieliniową wykorzystując do tego celu odpowiednio połączone diody lub tranzystory w obwodzie wejściowym (B-E). Elementy te muszą być sprzężone termicznie z tranzystorami wyjściowymi.

Maksymalny prąd kolektora tranzystora mocy powinien być większy od największego prądu jaki może płynąć przez tranzystor w najgorszych warunkach. Prąd ten można obliczyć jako stosunek maksymalnego napięcia zasilania do minimalnej rezystancji obciążenia (głośnika).

Maksymalne napięcie kolektor-emiter powinno być większe od możliwej maksymalnej wartości napięcia zasilania przy zasilaniu niesymetrycznym (z uwzględnieniem tolerancji napięcia sieci +10%). Przy zasilaniu symetrycznym maksymalne napięcie tranzystora powinno być większe od podwojonej najwyższej wartości napięcia zasilania. Wskazane jest przy tym uwzględnienie zapasu z uwagi na podwyższenie temperatury tranzystorów podczas eksploatacji.

Pomimo pracy przy niskich częstotliwościach tranzystory mocy powinny mieć odpowiednio dużą częstotliwość graniczną. Powinna ona wynosić dla tranzystorów przewidzianych do wzmacniaczy akustycznych co najmniej 500 kHz. W przeciwnym przypadku pogarszają się właściwości wzmacniacza przy górnych częstotliwościach akustycznych i wzrastają straty mocy podczas odtwarzania wysokich częstotliwości.

Tranzystory unipolarne

Szczególne znaczenie mają tutaj tranzystory z izolowaną bramką i indukowanym kanałem oznaczane jako tranzystory MOS. Zależnie od producenta tranzystory te mają nieco zmienione nazwy np. DMOS, HEXFET itp. Właściwości ich są podobne. Tranzystory te bez wstępnej polaryzacji napięciem bramka-źródło nie przewodzą prądu – brak kanału. Dopiero wstępna polaryzacja rzędu 1÷4 V powoduje wytworzenie (indukowanie) kanału i przewodzenie prądu. Wykonywane są w dwóch komplementarnych wersjach jako tranzystory z kanałem typu N lub P.

Dren tranzystora z kanałem typu N polaryzowany jest napięciem dodatnim względem źródła. Bramka wymaga dla przewodzenia tranzystora także polaryzacji napięciem dodatnim. W przypadku tranzystora z kanałem P dren jest polaryzowany napięciem ujemnym względem źródła. Bramka wymaga polaryzacji także napięciem ujemnym. Określona jest graniczna wartość napięcia polaryzacji bramki, która zawiera się w granicach 15÷20 V. Dla bezpieczeństwa nie powinno ono przekroczyć 10 V i to zarówno na + jak i –. Często stosowanym zabezpieczeniem jest podłączanie równolegle między bramkę i źródło diody Zenera na napięcie 9÷10 V.

Charakterystyczną cechą tranzystorów DMOS jest dioda włączona równolegle między dren i źródło. Wynika ona z budowy tranzystora. Spełnia pomocniczą rolę zabezpieczając tranzystor przed napięciem o polaryzacji odwrotnej. Tranzystory bipolarne muszą być specjalnie w nią wyposażane, ewentualnie powinna być dołączona na zewnątrz.

Tranzystory unipolarne charakteryzują się większymi prądami maksymalnymi drenu i stosunkowo wysokim napięciem maksymalnym dren-źródło (100÷200 V). Minimalne napięcie dren źródło osiąga podobne wartości jak dla tranzystorów bipolarnych. Posiadają jednak dużo mniejszą rezystancję w stanie pełnego otwarcia. Szczególnie dobrze zachowują się jako przełączniki. I to przełączniki pracujące z wysokimi częstotliwościami rzędu kilkuset kHz.

Ujemną cechą tranzystorów unipolarnych jest nieliniowa zależność prądu drenu od napięcia bramka-źródło przy małych prądach. Wprowadza to zniekształcenia sygnału wyjściowego i wymaga stosunkowo dużych prądów wstępnych zwiększając średni prąd i tym samym straty mocy. Niezbędne staje się silne sprzężenie zwrotne zmniejszające zniekształcenia nieliniowe.

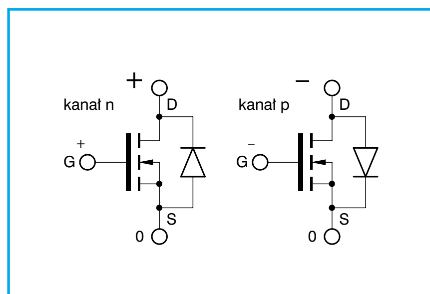
Inną cechą ujemną są duże pojemności międzyelektrodowe. Zwłaszcza dotyczy to pojemności bramka-źródło – podłączonej równolegle do obwodu wejściowego tranzystora. Pomimo braku prądu bramki (izolacja tlenku krzemu) prąd płynie przez pojemność co wymaga sterowania ze źródła o małej rezystancji wyjściowej (np. wtórnik emiterowy). Pojemności wzrastają ze wzrostem maksymalnego prądu drenu na jaki przygotowany jest tranzystor i wynoszą typowo 500÷2 nF.

Parametry termiczne i obudowy są podobne jak w przypadku tranzystorów bipolarnych. Mniejszy jednak jest wpływ temperatury na właściwości tranzystora polowego. Ze wzrostem temperatury maleje wartość napięcia progowego.

Specjalna grupa tranzystorów przewidzianych do budowy akustycznych wzmacniaczy mocy charakteryzuje się obniżonym napięciem progowym (1÷2 V) i mniejszymi pojemnościami. Dodatkowo zmniejszona jest zależność prądu drenu od temperatury, dzięki czemu nie wymagają stabilizacji punktu pracy.

Układy scalone

Pierwsze układy scalone wzmacniaczy mocy zastosowano w krajowych odbiornikach radiowych na podstawie licencji japońskiej f-my Sanyo. Układ monolityczny zastosowano w 1973 roku w odbiorniku Jubilat a grubowarstwowy nieco później w odbiorniku Elizabeth. Obie te techniki są stosowane aktualnie do budowy scalonych wzmacniaczy mocy.



Rys. 3 Polaryzacja tranzystorów unipolarnych DMOS

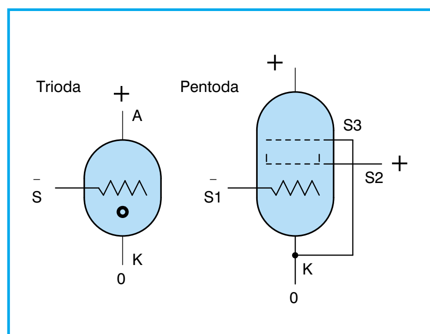
Aktualnie wzmacniacze monolityczne wykorzystywane są do mocy wyjściowych rzędu 60 W, a z tranzystorami DMOS do 100 W. Liderem techniki monolitycznej jest firma SGS. Technika grubowarstwowa pozwala na budowę wzmacniaczy o mocach do 200 W. W tej dziedzinie przoduje dalej firma Sanyo.

Scalone wzmacniacze mocy mają budowę dwuczłonową, składają się z członu wzmacniacza napięciowego i członu wykonawczego (mocy). Pozwalają na dołączenie zewnętrznego układu sprzężenia zwrotnego, lub jest on montowany wewnątrz. Przystosowane są do zasilania symetrycznego lub niesymetrycznego oraz umożliwiają realizację układu mostkowego.

Najważniejszymi parametrami są: maksymalne napięcie zasilania, maksymalny prąd wyjściowy, maksymalna moc wyjściowa i rezystancja obciążenia. Istotne znaczenie mają parametry termiczne, zwłaszcza dotyczące odprowadzania ciepła i parametry jakościowe (zniekształcenia nieliniowe, pasmo itp.).

Lampy elektronowe

Wprowadzenie techniki tranzystorowej przesądzało wyeliminowanie tego gatunku. Jednak nie stało się tak. Lampy wróciły do łask – dla niektórych nie zniknęły ani na moment. Aktualnie stosowane są w konstrukcjach dla koneserów dźwięku pozwalając uzyskiwać jak najszlachetniejsze brzmienie. Jak podają entuzjaści – nie osiągalne dla techniki półprzewodnikowej.



Rys. 4 Polaryzacja lamp elektronowych

Ponieważ z lampami jest podobnie jak z językiem rosyjskim – nie uczy się tego w szkole, przypomnę ich działanie. Opiera się ono na przepływie elektronów między katodą K i anodą A. Zadaniem katody jest emisja elektronów pod wpływem wysokiej temperatury. W tym celu każda lampa elektronowa posiada miniaturowy grzejnik elektryczny tzw. żarzenie, a do działania lampy niezbędne jest świecenie grzejnika. Z wnętrza lampy wypompowane jest powietrze – elektrody lampy znajdują się w tzw. próżni.

Wyemitowane z katody elektrony tworzą wokół niej tzw. chmurę elektronów. Przyłożenie dodatniego potencjału do anody powoduje przyciąganie elektronów i przepływ prądu wewnątrz lampy – tak działa dioda.

Wprowadzenie między katodę i anodę dodatkowej elektrody w formie rzadkiej spirali tzw. siatki umożliwia zmianę ilości elektronów docierających do anody przez zmianę napięcia ujemnego podawanego do siatki. Zwiększanie ujemnego napięcia siatki powoduje zmniejszanie prądu anodowego aż do jego zaniku tzw. odcięcia. Zwykle nie wykorzystuje się lamp z dodatnim napięciem na siatce. Już wiemy jak działa trioda. Siatka często jest nazywana dodatkowo siatką sterującą. Przez analogię do tranzystora można uznać, że katoda odpowiada emiterowi, siatka – bazie a anoda kolektorowi. Kiedyś tak się porównywało tranzystor do lampy.

Trioda ma szereg wad, do jakich należą: małe wzmocnienie napięciowe, mała rezystancja wyjściowa i duże pojemności międzyelektrodowe. Najbardziej szkodliwa jest tzw. pojemność zwrotna między anodą i siatką. Poprawę tych parametrów uzyskano przez wprowadzenie dodatkowych elektrod (siatek) do wnętrza lampy. Tak powstały tetroda i będąca jej rozwinięciem pentoda.

Pentoda oprócz siatki sterującej nazywanej także siatką pierwszą S1, posiada siatkę ekranującą S2 (siatkę drugą) i dodatkową siatkę trzecią S3. Do siatki ekranującej doprowadzane jest stałe napięcie dodatnie o wartości zbliżonej do napięcia anodowego. Siatka ta jest uziemiona dla prądu zmiennego (kondensatorem) i dzięki temu ekranuje siatkę pierwszą od anody dając znaczne zmniejszenie pojemności zwrotnej. Siatka trzecia eliminuje wadę tetrody (lampa z dwoma siatkami, S1 i S2), jaką jest zmniejszanie prądu anodowego ze wzrostem napięcia anodowego w pewnym zakresie napięć anodowych. Efekt ten nazywany jest ujemną rezystancją i prowadzi do niepożądanych wzbudzeń.

Zależność prądu anodowego od napięcia anodowego dla pentody przypomina charakterystykę wyjściową tranzystora. W stosunku do triody, pentoda pozwala na pełniejsze wykorzystanie napięcia zasilającego i dlatego jest chętniej stosowana do budowy wzmacniaczy mocy. Wykonywane są specjalne lampy przewidziane do budowy wzmacniaczy napięciowych oraz specjalne do budowy wzmacniaczy mocy.

Lampy elektronowe wymagają dużych napięć anodowych, rzędu 300 i więcej V. Napięcie żarzenia zwykle wynosi 6,3 V i może to być napięcie zmienne (50 Hz). Polaryzacja wstępna siatki S1 odbywa się napięciem ujemnym rzędu –10 V. Siatka S3 jest najczęściej łączona z katodą – często nawet wewnątrz lampy. Prądy anodowe lamp elektronowych mocy osiągają wartości kilkudziesięciu do kilkuset mA. Dla uzyskania dobrych efektów lampa powinna być obciążona rezystancją rzędu pojedynczych kΩ, co zmusza do stosowania transformatorów dopasowujących niską rezystancję głośnika do lampy. Nazywane są tranzystorami wyjściowymi lub głośnikowymi.

Do parametrów lampy elektronowej należą: maksymalne napięcie anodowe, maksymalne napięcie S2, maksymalny prąd anodowy, maksymalny prąd S2 i maksymalna moc tracona na anodzie tzw. moc admisyjna. Dodatkowo jeszcze istotne są współczynnik amplifikacji K_α (wzmocnienie napięciowe), nachylenie charakterystyki S_α (stosunek przyrostu prądu anodowego do przyrostu napięcia siatki), rezystancja wewnętrzna ρ_α i pojemności międzyelektrodowe. Dla lamp mocy istotna jest optymalna rezystancja obciążenia R_α.

◇ **R.K.**

Pomysły układowe filtry RC cz. 2

W filtrach RC zarówno górnoprzepustowych jak i dolnoprzepustowych krańcowa prędkość opadania charakterystyki amplitudowej jest określona liczbą członów RC. Wartość ta wynosi n·6 dB/okt lub n·20 dB/dek, gdzie n jest liczbą ogniw lub wyrażając się bardziej fachowo rzędem filtru. Jak by nie podchodzić do zagadnienia ograniczenie to jest ostateczne i nie da się go zmienić. Jednakże jak już pokazano w części pierwszej można „pokombinować" z charakterystyką w obszarze załamania. Do historii przeszło trzech takich „kombinatorów" i od ich nazwisk powstały rodzaje filtrów: Butterworth, Czebyszew i Bessel.

Projektując filtr pasmowoprzepustowy trzeba mieć na względzie kilka aspektów jego działania. Jednym z nich jest płaskość charakterystyki amplitudowej w paśmie przepustowym. Drugim jest ostrość załamania charakterystyki amplitudowej dla częstotliwości granicznej. Zaś trzecim są zniekształcenia fazowe i opóźnienia czasowe dla sygnałów w paśmie przepustowym. Te trzy aspekty są ze sobą sprzeczne. Oznacza to, że filtr o ostrym załamaniu charakterystyki amplitudowej będzie miał „kiepską" charakterystykę fazową i opóźnieniową. Każdy z trzech wymienionych wcześniej filtrów posiada zoptymalizowany inny parametr. Wszystkie dadzą się zrealizować w tym samym układzie, inny jest tylko dobór elementów.

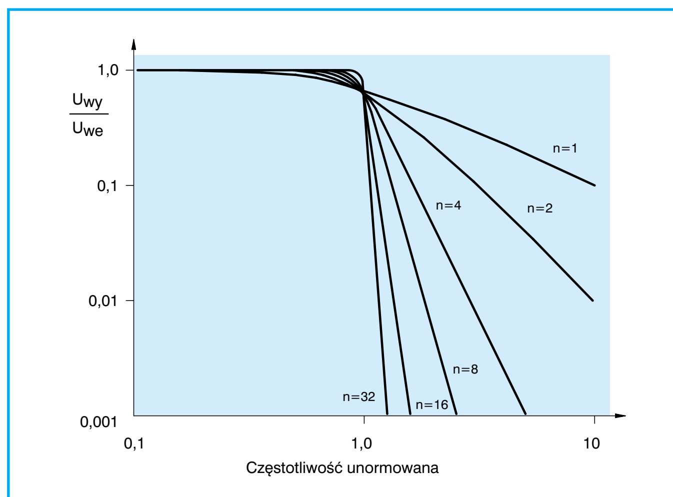
Na rysunku 1 umieszczono charakterystyki amplitudowe filtrów Butterwortha różnych rzędów. Rysunek ten daje wyobrażenie jak ostre mogą być załamania dla filtrów wyższych rzędów. Generalnie filtry Butterwortha charakteryzują się najbardziej płaskim przebiegiem charakterystyki amplitudowej w paśmie przepustowym. Odbywa się to kosztem ostrości załamania w pobliżu częstotliwości granicznej i „słabą" charakterystyką fazową. Ostrość załamania charakterystyki można zwiększyć zwiększając rząd filtru. Pociąga to za sobą komplikację układu i wzrost liczby zastosowanych elementów, co nie zawsze jest możliwe.

Gdy zależy nam na ostrzejszym załamaniu charakterystyki częstotliwościowej można wybrać filtr Czebyszewa. W tego rodzaju filtrze dopuszczono zafalowanie charakterystyki w paśmie przepustowym. W tego typu filtrach oprócz częstotliwości granicznej podaje się wartość zafalowań, czyli inaczej mówiąc nierównomierność charakterystyki amplitudowej. Także filtr Czebyszewa charakteryzuje się nienajlepszą charakterystyką fazową.

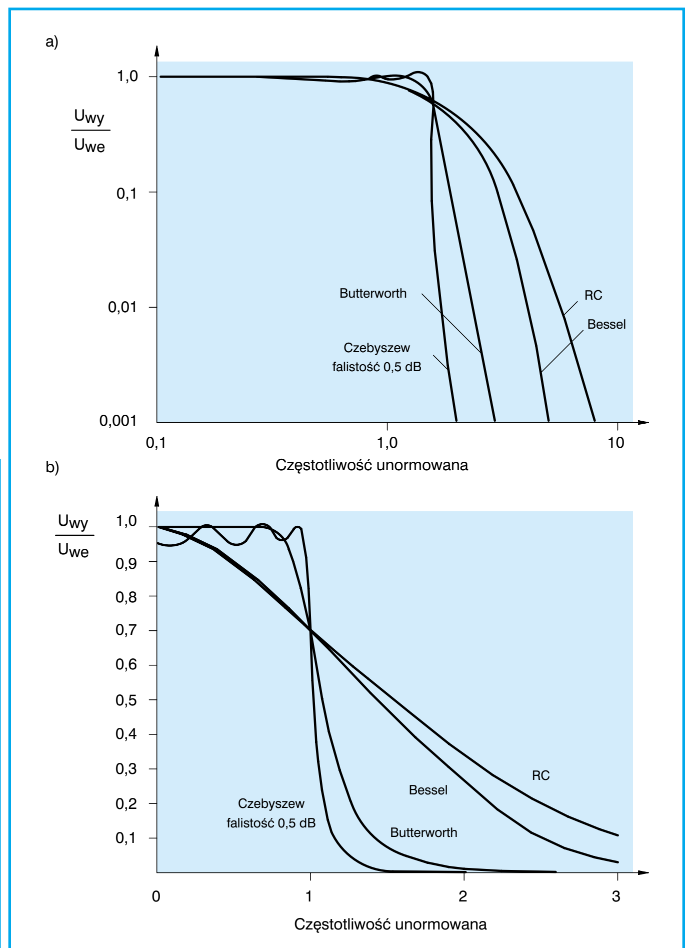
Dla porównania na rysunku 2 zamieszczono unormowane charakterystyki amplitudowe kilku rodzajów filtrów 6-go rzędu. Widać, że charakterystyki filtrów Butterwortha i Czebyszewa są do siebie zbliżone. Ostrość ich załamania jest dużo większa niż zwykłego filtru RC. Dla lepszego porównania dolny rysunek 2b przedstawiony jest w skali liniowej.

W praktyce bardzo trudno jest zrealizować idealny filtr Butterwortha z uwagi na tolerancję elementów RC. Efektem tego zawsze otrzymuje się filtr który nie posiada idealnie płaskiej charakterystyki amplitudowej. Z tego też względu filtr Czebyszewa jest stosowany znacznie częściej, tym bardziej, że można go obliczyć dla niewielkich zafalowań rzędu np. 0,1 dB. Liczba zafalowań w paśmie przepustowym zależy od rzędu filtru i rośnie wraz z nim. Zyskiem ze stosowania filtru Czebyszewa jest ostrzejsze załamanie przy częstotliwości granicznej.

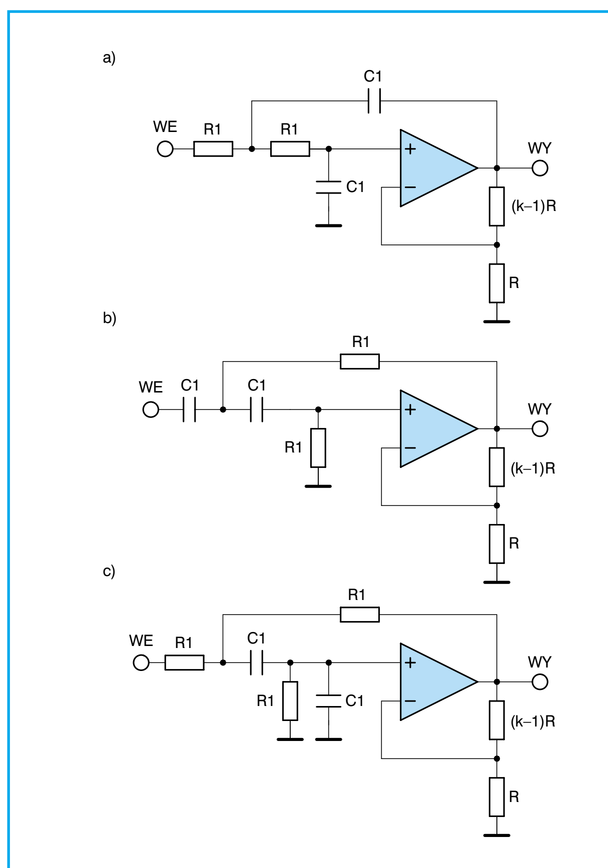
Trzecim rodzajem filtrów są filtry Bessela. Tego typu filtry są optymalizowane pod kątem charakterystyki fazowej. Filtry o płaskiej charakterystyce amplitudowej



Rys. 1 Unormowane charakterystyki amplitudowe filtrów Butterwortha różnych rzędów



Rys. 2 Porównanie charakterystyk filtrów dolnoprzepustowych 6-go rzędu: a) w skali logarytmicznej, b) w skali liniowej



Rys. 3 Schematy filtrów aktywnych: a) dolnoprzepustowego, b) górnoprzepustowego

mogą mieć duże przesunięcia fazowe dla różnych częstotliwości. Powoduje to, że sygnał mieszczący się w paśmie przepustowym po przejściu przez filtr ulegnie znacznemu zniekształceniu. Aby tego uniknąć niezbędny jest filtr posiadający liniowe przesuniecie fazy w funkcji częstotliwości lub ze stałym opóźnieniem czasowym. Tego typu filtry stosowane są wszędzie tam gdzie istotną rolę gra kształt filtrowanego sygnału. Właśnie filtr Bessela charakteryzuje się taką charakterystyką. Optymalizacja charakterystyki fazowej spowodowała jednak pogorszenie załamania charakterystyki amplitudowej (patrz rys. 2) ale i tak jest ona lepsza niż w zwykłym filtrze RC.

Przejdźmy teraz do realizacji praktycznych. Niewielka modyfikacja filtru Sallena-Keya pozwala na stworzenie filtrów o charakterystykach Butterwortha, Czebyszewa i Bessela. Jak już wcześniej wspomniano wszystkie trzy filtry można zrealizować w jednym układzie (rys. 3).

Różnica w tych filtrach polega tylko na zastąpieniu wtórnika napięciowego wzmacniaczem o odpowiednio dobranym wzmocnieniu większym od jedności. Rezystory o wartościach (k–1)·R i R zapewniają wzmocnienie wzmacniacza równe k. Mimo, że wzmocnienie samego wzmacniacza jest większe od jedności to wypadkowe wzmocnienie filtru w paśmie przepustowym jest jednostkowe. Pozostałe elementy są odpowiedzialne za charakterystykę filtru określonego typu: Butterwortha, Czebyszewa czy Bessela.

Wszystkie filtry przedstawione na rysunku 3 są drugiego rzędu. Filtry wyższych rzędów tworzy się przez szeregowe połączenie kilku filtrów. W takim przypadku poszczególne sekcje nie są identyczne lecz różnią się między sobą. W praktyce nie wykonuje się filtrów których rząd jest nieparzysty, gdyż i tak trzeba wtedy stosować wzmacniacz operacyjny i dwa rezystory ustalające wzmocnienie. Dołożenie jednego członu RC nie stanowi w tym przypadku żadnego problemu, a filtr ma lepsze właściwości. Wartości poszczególnych elementów w filtrach oblicza się korzystając z Tabeli 1.

Pierwszą czynnością podczas projektowania filtru jest wybranie rodzaju charakterystyki, przy czym pomocne będą uwagi zawarte na wstępie artykułu. Kolejną rzeczą jest wybranie rzędu filtru tu z kolei pomocny będzie rysunek 4 na którym zamieszczono znormalizowane charakterystyki czterech rodzajów filtrów o różnych rzędach. Charakterystyki dla filtrów górnoprzepustowych są analogiczne. Następnie należy przystąpić do obliczeń wartości elementów filtrów.

W przypadku filtru Butterwortha wartości elementów (stałej czasowej) R1·C1 oblicza się na podstawie ogólnego wzoru:

$$R1 \cdot C1 = \frac{1}{2 \cdot \Pi \cdot f_g}$$

gdzie:
R1, C1 – wartości elementów w filtrze;
f_g – częstotliwość graniczna (–3 dB)
Powyższy wzór obowiązuje zarówno dla filtrów dolno- i górnoprzepustowych. Wartość rezystora R ustalającego wzmocnienie przyjmuje się dowolnie, a wartość drugiego rezystora oblicza się w oparciu o współczynnik k podany w Tabeli 1. Ważne jest aby wartości rezystorów mieściły się w przedziale od 10 kΩ do 100 kΩ, gdyż wtedy wzmacniacze operacyjne pracują najlepiej.

W filtrach wyższego rzędu łączy się ze sobą kilka sekcji dla każdej biorąc inny współczynnik k. Kolejność sekcji powinna być taka jak podano w Tabeli 1, tzn. dla filtru 6-go rzędu pierwsza jest sekcja 6a, druga 6b a trzecia 6c.

W przypadku pozostałych filtrów obowiązują te same zasady z tą tylko różnicą, że wartości elementów R1·C1 (stałej czasowej) oblicza się w oparciu o współczynnik korygujący f_n. Przy czym dla filtru dolnoprzepustowego pod uwagę bierze się współczynnik f_{nD}, a dla filtru górnoprzepustowego współczynnik f_{nG} od-

Tabela 1 – Współczynniki do obliczania filtrów dolno- i górnoprzepustowych

Rząd filtru	Butter-wortha	Bessela			Czebyszewa falistość 0,5dB			Czebyszewa falistość 2,0dB		
	k	f_{nD}	f_{nG}	k	f_{nD}	f_{nG}	k	f_{nD}	f_{nG}	k
2	1,586	1,272	0,786	1,268	1,231	0,812	1,842	0,907	1,103	2,114
4a	1,152	1,432	0,698	1,084	0,597	1,675	1,582	0,471	2,123	1,924
4b	2,235	1,606	0,623	1,759	1,031	0,970	2,660	0,964	1,037	2,782
6a	1,068	1,607	0,622	1,040	0,396	2,525	1,537	0,316	3,165	1,891
6b	1,586	1,692	0,591	1,364	0,768	1,302	2,448	0,730	1,370	2,648
6c	2,483	1,908	0,524	2,023	1,011	0,989	2,846	0,983	1,017	2,904
8a	1,038	1,781	0,561	1,024	0,297	3,367	1,522	0,238	4,202	1,879
8b	1,337	1,835	0,545	1,213	0,599	1,669	2,379	0,572	1,748	2,605
8c	1,889	1,956	0,511	1,593	0,861	1,161	2,711	0,842	1,188	2,821
8d	2,610	2,192	0,456	2,184	1,006	0,994	2,913	0,990	1,010	2,946
		dla filtru dolnoprzepustowego $R1 \cdot C1 = 1/2 \cdot \Pi \cdot f_g \cdot f_{nD}$ dla filtru górnoprzepustowego $R1 \cdot C1 = 1/2 \cdot \Pi \cdot f_g \cdot f_{nG}$								

powiednie wzory zamieszczono na dole Tabeli 1.

Przykład

Obliczyć wartości elementów filtru dolnoprzepustowego czwartego rzędu Butterwortha i Czebyszewa 0,5 dB o częstotliwości granicznej 1 kHz.

Filtr Butterwortha

Przyjmujemy R=82 kΩ
Drugi rezystor pierwszej sekcji będzie miał wartość:

$$R2' = (k-1)\,R = (1{,}152-1)\,82 = 12{,}4k\Omega$$

Drugi rezystor drugiej sekcji będzie miał wartość:

$$R2'' = (k-1)\,R = (2{,}235-1)\,82 = 101{,}3k\Omega$$

Wartości elementów R1 i C1 w obu sekcjach będą identyczne. R1·C1 obliczamy ze wzoru:

$$R1\cdot C1 = \frac{1}{2\cdot\Pi\cdot f_g} = \frac{1}{2\cdot 3{,}14\cdot 1k} = 159\mu s$$

Przyjmując C1 równe 10 nF mamy:

$$R1 = \frac{159\ \mu s}{10\ nF} = 15{,}9\ k\Omega$$

Filtr Czebyszewa 0,5 dB

Przyjmujemy R równe 47 kΩ
Drugi rezystor pierwszej sekcji będzie miał wartość:

$$R2' = (k-1)\,R = (1{,}582-1)\,47 = 27{,}4k\Omega$$

Drugi rezystor drugiej sekcji będzie miał wartość:

$$R2'' = (k-1)\,R = (2{,}66-1)\,82 = 54{,}1k\Omega$$

Wartości elementów R1 i C1 obliczamy oddzielnie dla każdej sekcji na podstawie wzoru:

$$R1\cdot C1 = \frac{1}{2\cdot\Pi\cdot f_g\cdot f_{nD}}$$

Dla pierwszej sekcji:

$$R1\cdot C1 = \frac{1}{2\cdot 3{,}14\cdot 1k\cdot 0{,}597} = 267\ \mu s$$

Przyjmując C1 równe 10 nF mamy:

$$R1 = \frac{267\ \mu s}{10\ nF} = 26{,}7\ k\Omega$$

Dla drugiej sekcji:

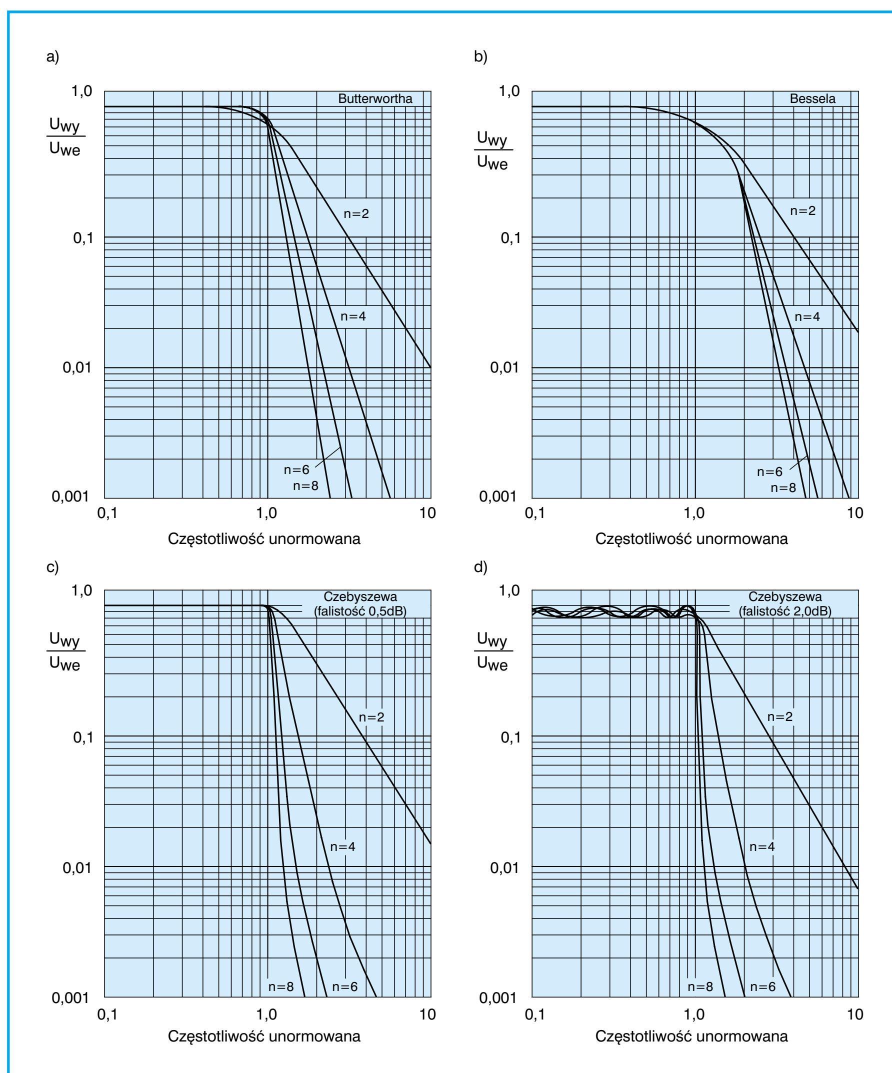
$$R1\cdot C1 = \frac{1}{2\cdot 3{,}14\cdot 1k\cdot 1{,}031} = 154\ \mu s$$

Przyjmując C1 równe 10 nF mamy:

$$R1 = \frac{154\ \mu s}{10\ nF} = 15{,}4\ k\Omega$$

Wzmocnienie wypadkowe filtru w paśmie przepustowym ma wartość wynikającą z iloczynu wzmocnień „k" poszczególnych sekcji. W omawianym przykładzie będzie to 2,57 V/V dla filtru Butterwortha i 4,21 V/V dla filtru Czebyszewa. Chcąc uzyskać wzmocnienie w paśmie przepustowym równe 1 V/V należy na wyjściu zastosować odpowiedni dzielnik napięciowy.

Opisane filtry wymagają stosowania dokładnych wartości elementów. Dla zastosowań amatorskich wymagana jest dokładność rzędu 2% (w ostateczności może być 5%). Dlatego też wskazane jest łączenie rezystorów i pomiar ich rzeczywistej wartości. Przyjmując wartość określoną kondensatorów należy zmierzyć ich rzeczywistą pojemność i dla tej wartości przeprowadzić obliczenia rezystorów w filtrze. Następnie trzeba dobrać z dokładnością 2% rezystory tak aby odpowiadały wynikom obliczeń. Tylko takie postępowanie prowadzi do uzyskania założonej wcześniej charakterystyki. Przy filtrach wyższego rzędu np. 6, 8 dokładność powinna być jeszcze większa, na poziomie 1%.



Rys. 4 Unormowane charakterystyki filtrów dolnoprzepustowych o parametrach podanych w Tabeli 1 różnego typu i różnych rzędów

◊ *Damian Michocki*

Szanowna Redakcjo.

Z prawdziwą przyjemnością przeczytałem o wzmacniaczu mocy klasy D który ukazał się w PE 1/2001. Pamiętam jak kiedyś kolega robił coś takiego na elementach dyskretnych (był opis w Radioelektroniku – chyba w latach 70). Chodziło o nagłośnienie jakiejś łodzi.

Mniejsza z tym. Mam pewne uwagi do schematu:

1. Katalogowa wartość maksymalna napięcia Ugs tranzystora IRF530 wynosi 20 V. Przy nasyceniu tranzystora T3 jego emiter znajdzie się na poziomie masy (ok. –0,7 V), co spowoduje, że bramki tranzystorów T6 i T8 znajdą się na takim samym potencjale, podczas gdy ich źródła znajdą się na potencjale –30 V (przy napięciu zasilania ±35 V nawet na poziomie –35 V). Napięcie U_{GS} tych tranzystorów wyniesie więc około 35 V max co przekroczy znacznie ich katalogową wytrzymałość na przebicie. Czy nie należałoby zastosować diody Zenera tak jak w przypadku T7? (Oczywiście T6 musiałby mieć włączony rezystor rzędu 33 Ω między bramkę złączoną z diodą Zenera, a emiterem T3)
2. Czy kondensator 100 nF włączony na wyjście US2a nie jest za duży? Przecież przy częstotliwości akustycznej to potężna pojemność którą musi przeładować słabiutkie wyjście US2a. Czy nie należy między C21, a wyjście US2a włączyć chociaż dla przyzwoitości około 47÷100 Ω? Byłoby to przyznacie bardziej eleganckie rozwiązanie. Zawsze mnie uczono, że nie należy polegać na wartości rezystancji wyjściowej wzmacniacza operacyjnego (szczególnie, że ktoś może zastosować inny wzmacniacz.)
3. Zauważcie, że czytają Was młodzi elektronicy, którzy być może będą chcieli zastąpić czymś T7 i T8. Tranzystory te posiadają wbudowane diody zwrotne (których NIE narysowaliście na schemacie!!!). Zastosowanie innych tranzystorów może spowodować ich przebicie spowodowane samoindukcją L3. Rysujcie zawsze takie rzeczy!!! Nie każdy ma katalog. Ilu czytelników będzie się zastanawiała jak to działa, skoro T7 i T8 nie posiadają diod zwrotnych? Co z samoindukcją L3?

Oprócz tego układ jest świetny. Zainteresował mnie jako wyjście przetwornika C/A (przy likwidacji C1). Można by wtedy (przy zmniejszeniu częstotliwości pracy) uzyskać wspaniałe możliwości regulacji napięcia ±35V przy minimalnych stratach i dosyć dużym obciążeniu –2 A (a nawet więcej).

Grzegorz Świnder

Dziękujemy za wnikliwą analizę układu wzmacniacza klasy D. Szkoda jednak, że nie przeczytał Pan dokładnie opisu, ponieważ znalazłby Pan odpowiedzi na większość zgłoszonych problemów.

Ad1 – Możliwość uszkodzenia tranzystorów T6, T8 w wyniku nasycenia tranzystora T3. Dobór rezystorów R8, R24 zmniejsza wysterowanie wtórnika komplementarnego jaki stanowią tranzystory T2 i T3. Na bazie T3 występują impulsy prostokątne o wartości międzyszczytowej 12 V w odniesieniu do –30 V. Na emiterze T3 impulsy te mają wartość rzędu 11,5 V, co na pewno nie stwarza zagrożenia tranzystorom T6 i T8 a pozwala na ich pełne wysterowanie. Podana przez Pana sytuacja wystąpi w przypadku zwarcia kolektora T1 z bazą (do masy). Aby zmniejszyć to prawdopodobieństwo zalecane jest zgodnie z opisem wstępne uruchamianie układu przy odłączonych tranzystorach T7 i T8.

Ad2 – Wielkość pojemności kondensatora C21. Potrzeba podłączenia tego kondensatora wynika z wykorzystania komparatora LM 393 jako wzmacniacza. Dzięki zastosowaniu kondensatora unika się wzbudzeń. Mała rezystancja wyjściowa powoduje, że ograniczenie pasma leży powyżej zakresu częstotliwości użytkowych a nie jest tu istotna dokładność. Układ ten jest polecany w katalogach.

Ad3 – Zastąpienie „czymś" tranzystorów polowych T7 i T8. Można w tym miejscu zastosować tylko tranzystory polowe DMOS lub HMOS a one z zasady swej budowy mają diodę na którą zwraca Pan uwagę. Wzmacniacz jest układem eksperymentalnym i nie polecamy jego wykonywania osobom o małym doświadczeniu. Przyjmujemy jednak uwagę i uzupełnimy schemat tranzystorów o diodę. Ze swej strony przepraszamy za nie umieszczenie w wykazie elementów tranzystorów polowych T6 – IRF 520 i T7, T8 – IRF 530.

Propozycja wykorzystania wzmacniacza jako impulsowego, regulowanego zasilacza napięcia stałego bardzo nam się podoba – gratulujemy pomysłu.

◊ R.K.

Szanowna Redakcjo.

(...) Z dużymi obawami czekałem na nr 2/2001 PE. Zainteresowała mnie też płyta CD–ROM. PE kupuję od pierwszego numeru, ale część mi zaginęła, więc forma elektroniczna Waszego czasopisma bardzo mi odpowiada. Ponieważ używam Amigi miałem pewne obawy co do formatu w jakim będą na niej archiwalne roczniki. Obawiałem się, że zostanie zastosowany zupełnie nieprzyjazny nikomu (nawet użytkownikom Windows) format Worda. Na szczęście użyto formatu PDF, co jest chyba standardem w tego typu publikacjach. Jest on wygodny, szybki i co najważniejsze przyjazny dla innych platform niż „windowsowskie". I tu mam pewną uwagę do Redakcji. W pliku „czytajto.txt" zostało napisane, że do odczytania płyty wymagany jest komputer PC, system Win9x/NT, Aprobat Reader i Internet Explorer. Nic bardziej mylnego! Ten sposób opisywania wymagań idzie najmniejszą linią oporu i może wprowadzić mniej doświadczone osoby w błąd. Płyta zawierająca HTML i PDF może bez problemów być odczytana na:

Opisanej na CD–PE2 konfiguracji „windowsowskiej"

Macintoshu z Acrobat Reader for Macintosh i przeglądarką WWW (Netscape, Internet Explorer itp)

Amidze z programem APDF i dowolną przeglądarką (IBrowse, AWeb, Voyager)

Linuxie zainstalowanym na jednej z w/w platform i posiadającym zainstalowane programy do odczytu PDF (np. xPDF) i browser WWW (np. Netscape Nawigator).

Podobnie jest z innymi produktami komputerowymi określanymi jako dane. Na dowolnym nowoczesnym komputerze można odczytać pliki dźwiękowe WAV i AIFF, grafikę BMP, JPG, TIFF, GIF, PNG itp, animacje AVI, MOV czy MPEG itp. Dlatego przy opisie wymagań najlepiej jest umieszczać teksty typu. Każdy komputer pozwalający na odczyt AVI Intel Indeo4 np. (i tu podaje się min. konfig windowsowski).

Jeżeli Praktyczny Elektronik zamierza dalej kontynuować wydawanie

CD–ROM'ów, to służę pomocą w uzyskaniu programów do odczytu danych na platformach innych niż oparte na komputerach PC z Windows.

Z poważaniem
Dariusz Gawerski

Szanowny Panie,
konfiguracja sprzętu i oprogramowania podana w pliku „czytajto.txt" była użyta do testowania płyty CD–PE2. Dlatego podaliśmy taką konfigurację. Płyta może też działać na sprzęcie i programach podanych przez Pana.
Jeszcze jedna uwaga. Aby płyta działała poprawnie, w komputerze musi być prawidłowo zainstalowany CD–ROM. Musi on być „widziany" przez BIOS a nie tylko przez Windows. Jeżeli tak nie będzie, to komputer będzie widział i odtwarzał tylko pliki audio. Prosimy także zapoznać się z informacjami „Wykorzystanie sygnałów testowych audio". Nieprzestrzeganie zawartych w nim zasad może doprowadzić do zniszczenia głośników w sprzęcie audio.

◊ Redakcja

Witam Serdecznie!

(...) Właśnie do moich rak trafiła długo przeze mnie oczekiwana płyta Praktycznego Elektronika. Dziękuję bardzo za ten cud. Właśnie tego mi było potrzeba bo jako stały czytelnik od pierwszego numeru posiadam niemal każdy egzemplarz (niemal bo parę nie wróciło do mnie po pożyczeniu koledze). Przerzucenie stosu egzemplarzy aby znaleźć ten jeden artykuł był czasochłonny i męczący a teraz.... miodzio. Reszta zawartości tez „bombowa" bo nic lepszego dla maniaka audio takiego jak ja nie mogło się trafić.
Serdecznie pozdrawiam cala redakcje i oby każdy numer był coraz lepszy.

Dariusz Kraska

Moja przygoda z PE rozpoczęła się w roku 93. Byłem zagorzałym fanem i kupowałem wszystkie numery Waszego pisma ale do momentu kiedy stwierdziłem że pismo podupada. Od stycznia 2000 przestałem regularnie kupować i stwierdziłem, że nie ma to najmniejszego sensu ponieważ przedstawiane artykuły w ogóle mi nie odpowiadały. Ku pokrzepieniu mogę dorzucić, że nie tylko PE mnie „wkurzył" ale i także EP którą też przestałem kupować. Przerwa ta trwała 1 rok, dopiero teraz od 2001 roku ponownie zacząłem kupować Wasze pismo. Zmieniłem podejście do artykułów, teraz czytam je od „deski do deski". Z mojego skromnego doświadczenia mogę stwierdzić, że nie jest źle. Ogólnie poziom artykułów jest dość dobry a opisy w miarę szczegółowe. Po roku przerwy mogę stwierdzić przede wszystkim że cena bardzo wzrosła, ale jest jeszcze do przyjęcia, najgorszym mankamentem jest natomiast brak dostępu do płytek przez internet. Chciałem zmontować układ „Przyrząd Elektroakustyka", ale pozostaje mi tylko pomarzyć o wersji elektronicznej płytki drukowanej. Oczywiście do każdego artykułu jest dołączona płytka ale ja chciałbym (jak większość amatorów) wykonać ją szybką tanią i solidną metodą termotransferową do której potrzebuję lustrzanych odbić. Jeżeli mogą ściągnąć płytkę z internetu to nie ma problemu, ponieważ w sieci można zdobyć 30 dniową wersję DEMO PROTELA, który zrobi wszystko ze standardem zgodnym z AUTOTRAX. Nie wiem na ile to jest możliwe ale proponuję abyście umieszczali na swojej stronie internetowej nie tylko opisy gdzie i w którym numerze można coś znaleźć ale także i płytki. Na pewno poprawi to Wasz wizerunek jako czasopisma dla ludzi a nie tylko czerpiącego korzyści z ludzi. Proponuję także umieszczać wybrane starsze układy (np. z przed 2 lat) w kompletnej wersji program + płytka + opis.
Za dobry pomysł uważam także cykl artykułów opracowywanych przez czytelników. Np. bardzo „fajnie" jest to zrobione w „Elektronice dla Wszystkich", autor rzuca temat i założenia a później hobbyści przysyłają swoje opracowania. Czytając te nieraz bardzo trywialne rozwiązania można się naprawdę wiele nauczyć.
Jeżeli uważacie, że przynudzam a wy i tak będziecie robić swoje „bo szef tak każe" to trudno ale jeżeli możecie coś zmienić to proszę uwzględnijcie to.
Następna sprawa która mnie niepokoi to baaaaaaardzo duże opóźnienie w dostawach do kiosków. mam nadzieję że jest to tylko chwilowa słabość.

Z poważaniem
Andrzej Walas

PS. 1 stycznia kupiłem po długiej przerwie 2 gazety PE i EP.
PE kupuję nadal a EP już nie.

Szanowny Panie,
w tej chwili udostępniamy płytki drukowane wycofane z oferty wysyłkowej w formie umożliwiającej ich samodzielne wykonanie. Znajdują się na płycie CD–PE2. Pozostałe Pańskie propozycje są bardzo poważnie rozważane.

◊ Redakcja

Konstrukcja stabilizowanych zasilaczy symetrycznych z mostkiem Delona

W nawiązaniu do artykułu p. Ryszarda Głowackiego z nr PE 1/2001 pt. „Pomysły układowe – powielacze napięcia w układach z transformatorem sieciowym" (str. 37) chciałbym podzielić się z czytelnikami swoimi doświadczeniami w budowie opisanych tam układów zasilających.

Przed koniecznością budowy zasilacza symetrycznego stanąłem po zbudowaniu wielozakresowego woltomierza z układem scalonym ICL 7107. Miał on służyć jako stacjonarny przyrząd laboratoryjny.

Woltomierz zbudowany w oparciu o ten układ scalony charakteryzuje się taką własnością, że po podłączeniu do zasilacza symetrycznego pobiera on znacznie większy prąd z gałęzi +5 V niż z gałęzi –5 V zasilacza. Wynika to z zasilania wyświetlaczy LED z gałęzi +5 V.

Jedną z właściwości prostownika z mostkiem Delona (czyli podwójnego prostownika jednopołówkowego) jest, jak łatwo zauważyć, brak wpływu obciążenia jednej z gałęzi na zachowanie się gałęzi przeciwnej, tzn. pomimo pobierania dużego prądu z gałęzi dodatniej gałąź ujemna nie jest w ogóle obciążona. Wynika stąd, że każda z gałęzi prostownika jest zasilana przeciwnymi połówkami sinusoidalnego napięcia pochodzącego z uzwojenia wtórnego transformatora sieciowego.

Podczas budowania symetrycznego zasilacza stabilizowanego z mostkiem Delona projektant staje przed koniecznością właściwego dobrania parametrów transformatora sieciowego oraz pojemności i napięcia pracy kondensatorów elektrolitycznych podtrzymujących napięcie przed stabilizacją w celu zapewnienia prawidłowej pracy stabilizatora. Jest to bardzo ważne zagadnienie, ponieważ przy zasilaniu stabilizatora typu 78XX/79XX niewłaściwym napięciem trudno przewidzieć jego zachowanie się. Należy wziąć tu pod uwagę m.in. minimalny spadek napięcia między wejściem i wyjściem stabilizatora, który dla wspomnianych wcześniej układów przyjmuje się równy 2,5 V. Oprócz tego nie należy zapominać o spadku napięcia na przewodzącej diodzie prostowniczej (ok. 0,7 V) oraz o około dwukrotnie dłuższym czasie rozładowania kondensatora niż w układzie prostownika dwupołówkowego. Układ połączeń przedstawiony został na rysunku 1.

W dalszej części artykułu przedstawiona zostanie konstrukcja zasilacza symetrycznego o napięciu wyjściowym ±5 V i rozpatrywana będzie gałąź zasilania +5 V. Obliczenia zasilacza o innym napięciu oraz obliczenia dla ujemnej gałęzi są analogiczne.

Producent transformatorów sieciowych podaje w katalogach napięcia skuteczne uzwojeń wtórnych. Również pomiar przy użyciu miernika uniwersalnego daje wartość skuteczną tego napięcia. Oznaczmy to napięcie jako Usk. Kondensator C1 z rysunku 1 ładowany będzie do napięcia równego:

$$U_{C1max} = U_{sk} \cdot 1{,}41 - 0{,}7\ V$$

gdzie:
- 0,7 V jest spadkiem napięcia na przewodzącej diodzie prostowniczej.

Im napięcie U_{C1max} będzie wyższe, tym mniejsze będą wymagane wartości pojemności kondensatorów C1 i C2 przy tym samym prądzie wyjściowym I_{wymax}. Co za tym idzie wyższa będzie sprawność układu, ponieważ kąt fazowy między prądem i napięciem w uzwojeniu wtórnym będzie mniejszy.

Ceną jaką przyjdzie za to zapłacić będzie zwiększenie mocy traconej w stabilizatorze napięcia, a więc konieczne będzie użycie większego radiatora do chłodzenia tego układu. Rezystancje termiczne dla układów 78XX/79XX w obudowie TO 220 wynoszą: złącze-obudowa 3°C/W oraz złącze-otoczenie 50°C/W. Maksymalna temperatura pracy tych układów wynosi 150°C co pozwala rozproszyć na nich moc o wartości około 2 W bez potrzeby stosowania radiatora.

Należy również pamiętać, aby napięcie U_{C1max} nie osiągnęło maksymalnego napięcia wejściowego stabilizatora (35 V dla stabilizatorów 5÷18 V i 40 V dla stabilizatorów 20 V i 24 V).

Aby kondensator elektrolityczny C1 miał rozsądną pojemność, należy wybrać taki transformator dla którego napięcie U_{C1max} jest większe od napięcia wyjściowego stabilizatora o co najmniej 5 V.

Aby móc obliczyć pojemność kondensatora C1 trzeba znać wartość maksymalnego prądu, jaki pobierany będzie z zasilacza, I_{wymax}. Napięcie na kondensatorze C1 zależy od pojemności tego kondensatora i zgromadzonego w nim ładunku. Wyraża się ono wzorem:

$$U\,[V] = \frac{Q\,[C]}{C\,[F]}$$

Kondensator ten jest ładowany do obliczonego wcześniej napięcia U_{C1max} w czasie trwania dodatniej półfali napięcia z transformatora (kondensator C2 ładowany jest w czasie trwania ujemnej półfali). Przy pobieraniu z tego kondensatora prądu I_{wymax} w czasie dt, gdy dioda D1 nie przewodzi i C1 nie jest ładowany z transformatora (czyli dla prostownika jednopołówkowego możemy przyjąć dt=20 ms) z C1 pobierany jest ładunek:

$$\Delta Q\,[C] = I_{wy\,max}\,[A] \cdot \Delta t\,[s]$$

Pobieranie ładunku z C1 pociąga za sobą zmniejszanie się na nim napięcia, zgodnie z wcześniejszym wzorem:

$$\Delta U\,[V] = \frac{\Delta Q\,[C]}{C_1\,[F]}$$

stąd:

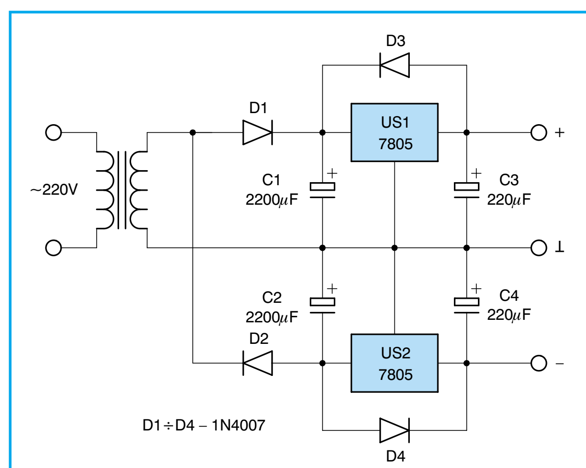
$$\Delta U\,[V] = \frac{I_{wy\,max}\,[A] \cdot \Delta t\,[s]}{C_1\,[F]}$$

Pojemność kondensatora C1 należy dobrać tak, aby napięcie to nie mogło spaść poniżej minimalnego napięcia wejściowego stabilizatora, czyli U_{wy}+2,5 V. Przekształcając ostani wzór możemy wyliczyć C1:

$$C_1\,[F] = \frac{I_{wy\,max}\,[A] \cdot \Delta t\,[s]}{\Delta U\,[V]}$$

Przykład

Zamierzamy zbudować zasilacz stabilizowany o napięciach wyjściowych



Rys. 1 Schemat ideowy zasilacz stabilizowanego z mostkiem Delona

±5 V i prądzie wyjściowym 500 mA. Dysponujemy transformatorem sieciowym o skutecznym napięciu wyjściowym 9 V. Kondensatory C1 i C2 będą więc ładowane do napięcia:

$$U_{C1max} = 9\ V \cdot 1{,}41 - 0{,}7V = 12\ V$$

Napięcie do jakiego może się rozładować kondensator przy poborze prądu 500 mA wynosi:

$$5\ V + 2{,}5\ V = 7\ V$$

Daje nam to:

$$\Delta U = 12\ V - 7{,}5V = 4{,}5\ V$$

Stąd obliczymy pojemności kondensatorów:

$$C_{1,2} = \frac{500\ mA \cdot 20\ ms}{4{,}5\ V} = 2200\ \mu F$$

Kondensator C2 może mieć oczywiście mniejszą pojemność, ze względu na pobór mniejszego prądu z gałęzi –5 V. Kondensatory o taki samych pojemnościach zastosowano tu jedynie ze względu na symetrię układu, w przypadku wykorzystania zasilacza także do innych celów. Kondensatory C3 i C4 mogą mieć dużo mniejsze pojemności, minimalna wartość zalecana przez producenta wynosi 100 nF.

Zasilacz taki nadaje się właśnie do zasolania wspomnianego wcześniej woltomierza cyfrowego. Identyczny układ został również z powodzeniem wykorzystany do zasilania prototypów układów ze wzmacniaczami operacyjnymi (AD 8004, AD 8005, AD 623) z zasilaniem symetrycznym.

Na koniec chciałbym zwrócić uwagę Czytelników na istnienie w układzie diod D3 i D4. Diody te stanowią zabezpieczenie układu stabilizatora przed obciążeniem go kondensatorem o dużej pojemności. Skutkiem takiego obciążenia może być powstanie większego napięcia na wyjściu stabilizatora niż wynosi napięcie na jego wejściu. Dzięki istnieniu diod D3 oraz D4 napięcia wejściowe stabilizatorów zostaną w takiej sytuacji podniesione do bezpiecznej wartości. Jest to standardowa metoda zabezpieczania scalonych stabilizatorów napięcia typu 78XX oraz 79XX i zdecydowanie polecam ją wszystkim projektantom wykorzystującym te układy.

W układzie modelowym został zastosowany transformator sieciowy o mocy około 6 VA i napięciu wtórnym 9 V, wymontowany z uszkodzonego tajwańskiego radiomagnetofonu. Układ US1 zamocowany zostały na niewielkim radiatorze ze względu na rozpraszanie na nim mocy około 2,5 W.

*◊ **mgr Adam Piekarz***

Pomysły układowe – migający sygnalizator

Już od dawien dawna wiadomo, że wszelkiego typu sygnalizacja migająca przyciąga uwagę obserwatora. Pomysł ten wykorzystano w sygnalizatorach świetlnych na skrzyżowaniach. Wszelkie zmiany świateł poprzedzane są miganiem światła, które dodano kilkanaście lat temu do trójkolorowego układu klasycznego. Podobnie w komputerze kursor miga dlatego aby łatwiej było go odnaleźć na ekranie, aby przyciągał uwagę.

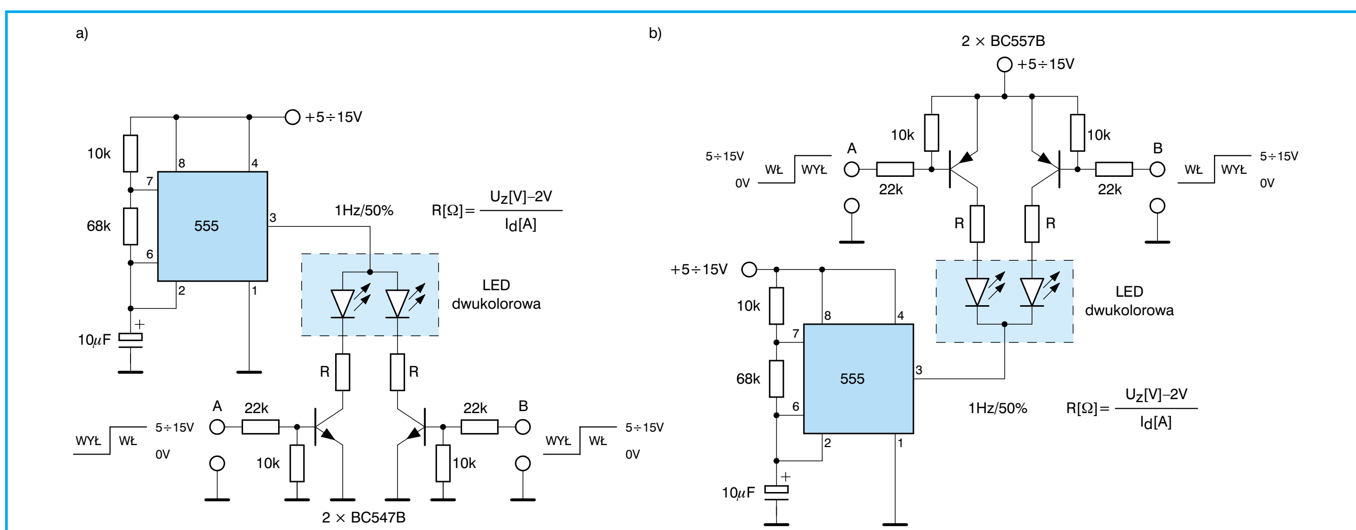
Podobnie w różnego rodzaju urządzeniach elektronicznych. Sygnalizacja szczególnie ważnych rzeczy powinna być migająca. Produkowane są nawet specjalne, migające diody LED, zintegrowane z tajmerem. Na rys. 1 przedstawiono pomysł jak wykonać w prosty sposób migającą sygnalizację dla diod dwukolorowych.

Częstotliwość błysków wynosi 1 Hz i jest zależna od wartości rezystorów w generatorze 555, pełniącym równocześnie funkcję układu zasilania diod. Same zaś diody mogą być zapalane stałym poziomem napięcia sterującego. Dzięki temu możliwe jest uzyskanie trzech kolorów: czerwonego, zielonego i żółtego gdy włączone są obie diody równocześnie.

Większość diod dwukolorowych posiada wspólną katodę. Dla tego typu diod można wykorzystać schemat z rysunku 1b. Zapalanie diod następuje z chwilą podania stanu niskiego na wejścia sterujące A i B. Zakres napięć zasilających układ jest szeroki od 5 do 15 V. Ważne jest aby napięcie wyłączające miało wartość równą napięciu zasilania układu. Wartość rezystorów szeregowych R połączonych z diodami można obliczyć w oparciu o wzór podany na schemacie ideowym.

Schemat z rysunku 1a stosuje się w przypadku diod ze wspólną anodą, choć nie jesteśmy pewni, czy takie diody są produkowane. Należy zwrócić uwagę na fazę włączania diod, gdyż jest ona przeciwna niż w poprzednim schemacie. Diody włączane są stanem wysokim na wejściach A i B.

*◊ **Redakcja***



Rys. 1 Schemat migającej diody dwukolorowej

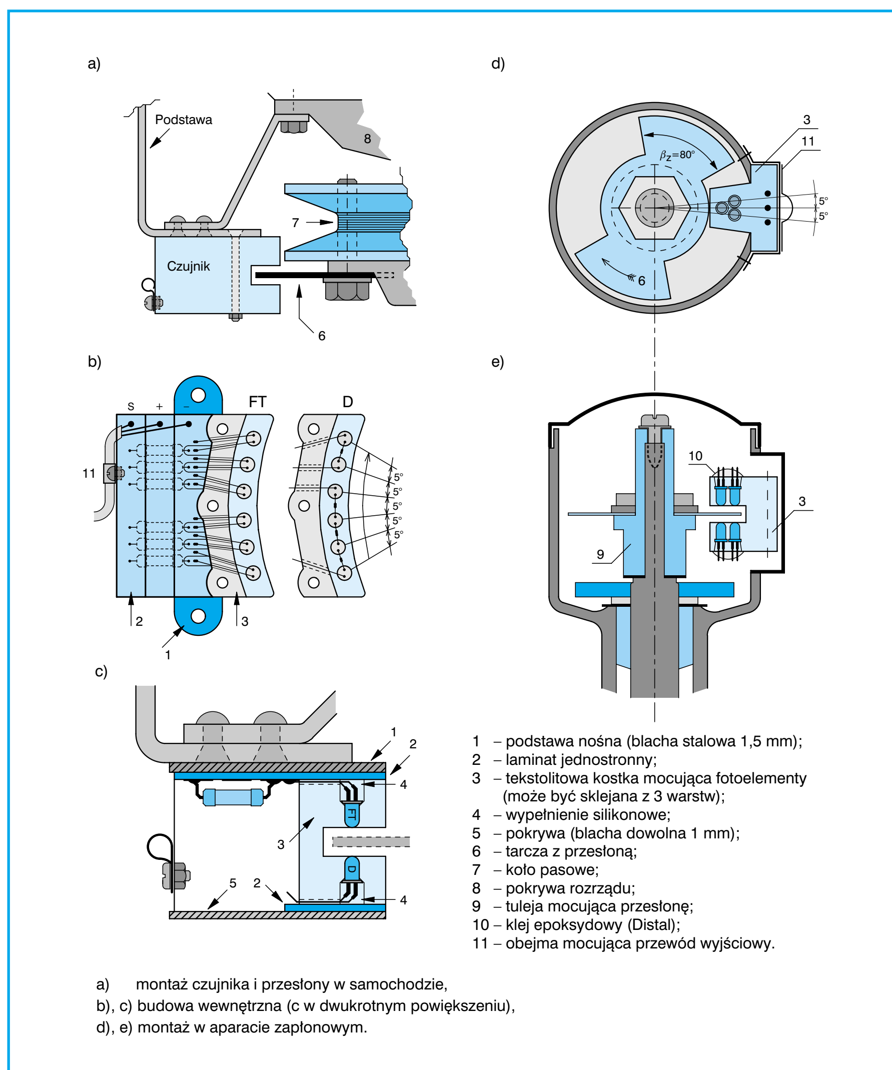
Elektroniczny zapłon do samochodu cz. 2

W pierwszej części artykułu do rysunków wkradły się dwa błędy. Na schemacie ideowym (rys. 2) katoda diody D1 powinna być połączona z masą, tak jak ma to miejsce na płytce drukowanej. Natomiast na rysunku 6 błędnie podano wartość rezystora R201 która powinna wynosić 820 Ω.
Za błędy przepraszamy czytelników i autora.

Czujnik optoelektroniczny

Schematy czujników modelowych podane były na rys. 3, ale może być też czujnik o innej liczbie transoptorów, zależnie od sytuacji (wymiary transoptorów, „pojemność" kątowa w miejscu montażu). Trudno też podać dokładne typy elementów optoelektronicznych, bo w sklepach nie ma dużego wyboru, a jeśli już, to na ogół sprzedawcy niewiele wiedzą o parametrach.

Najlepiej do sklepu wybrać się z omomierzem (analogowym) i przebadać oferowane elementy. Rozpoznanie przeprowadzamy następująco: dioda podczerwona (IRED) zachowuje się jak zwykła dioda krzemowa z około dwukrotnie większą rezystancją w kierunku przewodzenia, fototranzystor, jeśli trafimy plusem omomierza na kolektor, to silnie reaguje na zmiany światła (np. zasłanianie ręką), jeśli trafimy minusem na kolektor to reakcja na światło jest minimalna. Przechodząc na coraz niższe zakresy rezystancji omomierza, możemy w przybliżeniu określić i porównać czułość różnych typów przy takim samym oświetleniu.



Rys. 9 Konstrukcja czujników modelowych 6 i 3 stopniowych do Fiata 126p

Jeśli do budowy czujnika użyjemy transoptorów gotowych a sam czujnik będzie montowany przy kole pasowym, to wskazane jest, aby wewnętrzne powierzchnie szczeliny głównej były gładkie (np. TCST 2000), nie będą wtedy podatne na zabrudzenie. Do montażu w aparacie zapłonowym mogą być użyte transoptory z dodatkowymi szczelinami na końcach „widełek" o szerokości ok. 0,5 mm (np. TCST 1103, TCST 2203). Nie nadają się natomiast wyroby dawnego „Unitra–Cemi" (CQYP 15,16, BPYP 24) ze względu na małą czułość i nieodporność diod na wysoką temperaturę. W sklepach oferowane są one jako diody „nadawcze".

Przed zastosowaniem transoptorów trzeba sprawdzić ich działanie w wysokich temperaturach (szczególnie diody) poprzez zmontowanie prowizorycznego układu pomiarowego i podgrzewanie (np. suszarką do włosów) do temperatury ponad 100°C. Jeśli ilość diod IRED w czujniku wynosi 4 lub mniej, to tworzymy jedną gałąź szeregową, jeśli będzie 5 i więcej, to tworzymy dwie gałęzie, (bo inaczej zabrakłoby napięcia zasilania przy rozruchu) i zawsze mniej w tej grupie, która pracuje przy rozruchu i małych obrotach np. 3 i 2 lub 4 i 2 (jeśli jest 6) lub 4 i 3 (jeśli jest 7) diod.

Drugim elementem czujnika jest koło sygnałowe, czyli tarcza z przesłoną, która ustala kąt wstępny α_z, oraz kąt zwarcia β_z. Aby ograniczyć straty w cewce zapłonowej i tranzystorze mocy do niezbędnego minimum i zabezpieczyć odpowiednią wartość wysokiego napięcia przy najwyższych obrotach, tak dobieramy kąt zwarcia, aby ogranicznik był widoczny (pomiar oscyloskopem napięcia na rezystorze R23) do 85÷90% obrotów maksymalnych silnika przy zasilaniu 13,5 V i prądzie I_m zalecanym do danej cewki zapłonowej. Budowę czujnika trzeba zaprojektować według posiadanych fotoelementów i przyjętej liczby „schodków" charakterystyki α_z. Ważne jest aby obudowa była mocna i szczelna. Na rys. 9 podany jest szkic czujników modelowych a na rys 10, 11 usytuowanie czujników wraz z kołami sygnałowymi w różnych wersjach pod względem przeznaczenia.

W czujnikach modelowych zastosowałem fotoelementy o średnicy 3 mm: diody IRED – TEMT 1209, fototranzystory – SFH 309–6, natomiast w czujniku do-

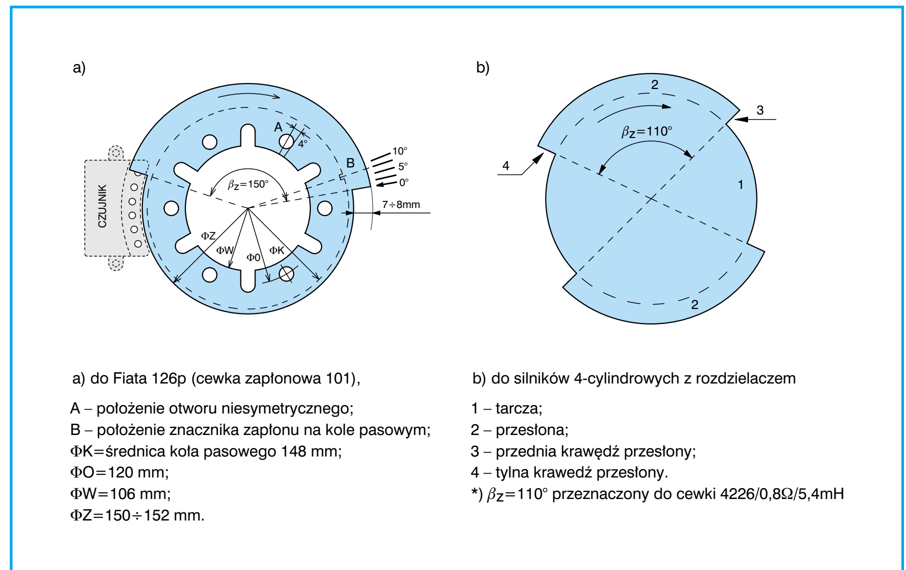
świadczalnym (z kołem sygnałowym umocowanym na silniku od odkurzacza i autotransformatorem) transoptory gotowe typu TCST 2203. Transoptory TCST 1103 są identyczne jak 2203 tylko nie mają uchwytów do mocowania śrubowego. Jeśli czujnik 3÷4 stopniowy będzie montowany w aparacie zapłonowym to można (jeśli mamy tokarkę) zamiast górnej tulejki zamontować łożysko toczne, wówczas nie potrzeba okresowej kontroli luzów promieniowych i poosiowych, a trwałość aparatu będzie o wiele większa niż samochodu (silnika). Czujnik przeznaczony do montażu przy kole pasowym też powinien być uszczelniony silikonem przed ostatnim zamknięciem, ale nie radzę wypełniać wnętrza żadnymi „zalewami” bo jest to zbędne a kłopotliwe w razie dokonywania potem zmian lub napraw.

Charakterystyka wyprzedzenia zapłonu

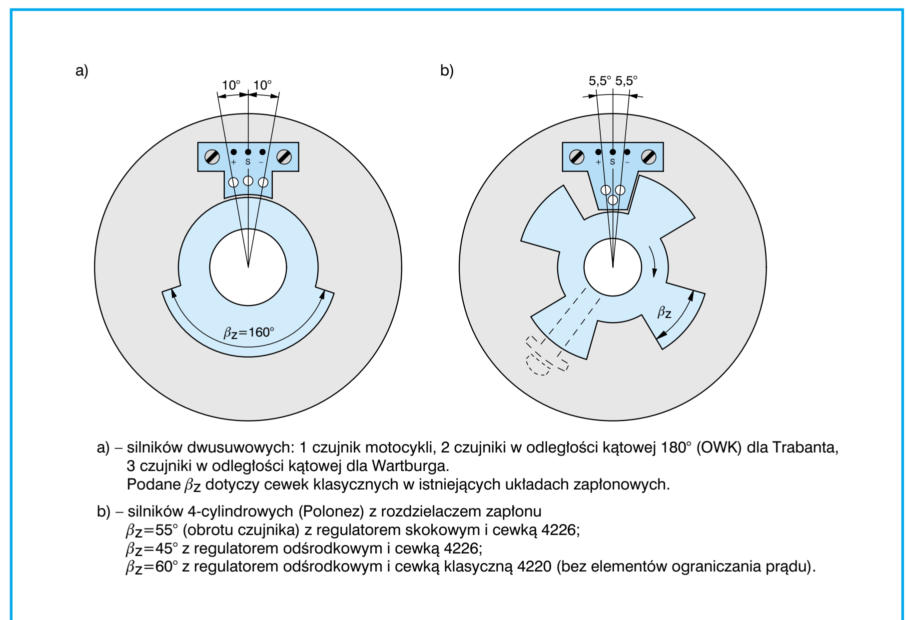
Przed budową czujnika trzeba zaprojektować charakterystykę „schodkową” wyprzedzenia zapłonu. Do tego trzeba mieć jakąś charakterystykę „wzorcową”, aby schodki „trzymały” się jak najbliżej. Osobiście prowadziłem dużo doświadczeń w celu określenia charakterystyki optymalnej, „wzorcowej” samochodów Fiat 125p i 126p i trochę motocykli MZ–ETZ Okazało się, że najlepiej jeździ się samochodem wtedy, gdy przebieg wyprzedzenia zapłonu kształtem przypomina krzywą logarytmiczną (lub wykładniczą bo właściwie to jest to samo). Taką właśnie charakterystykę mogłem uzyskać w testowanym wówczas urządzeniu zapłonowym z czujnikiem magnetoindukcyjnym. Każde uwypuklenie lub wyprostowanie krzywej α_z pogarszało pracę silnika. Nachylenie krzywej (potencjometrem) zawsze można było dostosować do każdego silnika, a najbardziej zależało od stopnia sprężania, zastosowanego paliwa a także silnika.

Przebieg charakterystyki wzorcowej przedstawiony jest na rys. 12 wraz z podziałem na stany obciążenia. Maksymalne ciśnienie w cylindrze występuje ok. 15° (OWK) po zwrocie zewnętrznym i od tego punktu liczy się właściwe potrzebne wyprzedzenie zapłonu (chociaż podawane jest dla ułatwienia od zwrotu zewnętrznego). Jak wynika z rys. 12 krzywa 1 nie jest przyporządkowana określonemu obciążeniu. W początkowym przebiegu leży w strefie małych obciążeń, potem stopniowo przechodzi w średnie a następnie w duże obciążenia. Taki przebieg jest wystarczający jeśli ktoś jeździ spokojnie tzn. uchylenie przepustnicy jest proporcjonalne do prędkości obrotowej silnika. Jeśli chcemy uzyskać silnik bardziej elastyczny, to aby przy mniejszych obrotach i większym otwarciu przepustnicy silnik nie protestował (szarpaniem) powinniśmy zapłon opóźniać w kierunku krzywej 2, natomiast aby silnik lepiej wykorzystać na dużych obrotach i małym otwarciu przepustnicy (małe obciążenie) należy wyprzedzenie zwiększać w kierunku krzywej 3. Najlepiej jeśli taka regulacja występuje samoczynnie i płynnie wraz ze zmianą otwarcia przepustnicy.

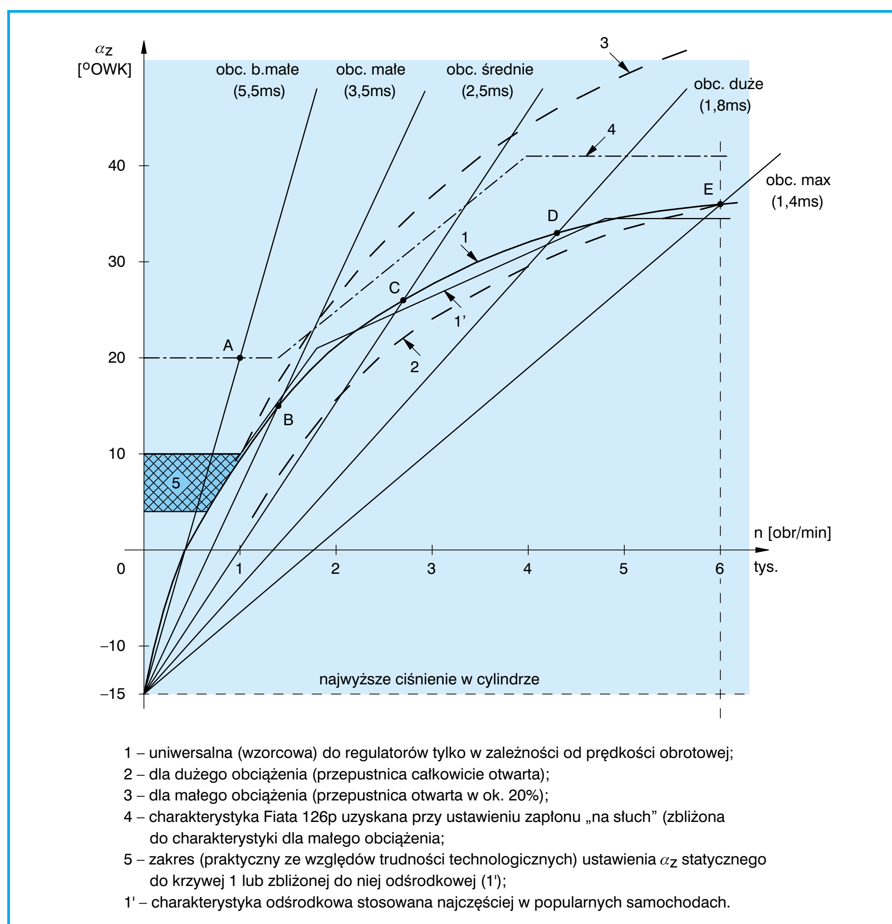
Rysunek 12 daje też odpowiedź na pytanie: dlaczego zaleca się aby zapłon ustawiać na 10°, skoro silnik najlepiej pracuje (bieg jałowy) przy 20° OWK przed ZZ. Tak też niektórzy ustawiają, ale potem mają kłopoty z rozruchem i pracą przy większych otwarciach przepustnicy. Ustawiając kąt na 20° uzyskujemy przebieg zbliżony do bardzo małego obciążenia (krzywa 4 na rys. 12) a przy takim właśnie silnik pracuje na biegu luzem i taki kąt najlepiej mu odpowiada. Szczególnie źle dobrane charakterystyki odśrodkowe mają Fiaty 125p i 126p. W pierwszym krzywa α_z jest zbyt „garbata” a w drugim zbyt „wklęsła”, oczywiście oba samochody najlepiej chodzą z charakterystykami zbliżonymi do wzorcowej. Inne samochody ma-



Rys. 10 Koło sygnałowe do sterowania z wału korbowego



Rys. 11 Usytuowanie czujników w aparatach zapłonowych



Rys. 12 Układ charakterystyk α_z do projektowania regulatorów zapłonu

ją lepsze charakterystyki i najbardziej zbliżone do krzywej 1' z rys. 12, ale wszędzie podane są jako te dla dużego obciążenia a jak widać z rys. 12 wcale tak nie jest.

W urządzeniu tu opisanym, ze względu na schodkowość i ograniczony zakres kątowy, nie będziemy stosować dodatkowej regulacji zapłonu od obciążenia silnika. Praktycznie silnik bez regulacji obciążenia chodzi równie dobrze a (znaczącej) oszczędności paliwa nie zauważyłem. Natomiast kłopotu z instalowaniem i zestrojeniem dodatkowego czujnika jest sporo. Jeśli czujnik instalujemy w aparacie zapłonowym który jest wyposażony w regulator podciśnieniowy to go oczywiście pozostawiamy, ale połączenie czujnika z przewodem wyjściowym musi być bardzo elastyczne (najlepiej miękkimi przewodami w izolacji silikonowej), bo inaczej będą one pękać od wysokiej temperatury i ciągłego ruchu płytki od działania siłownika podciśnieniowego.

Na rysunkach 13 i 14 przedstawione są charakterystyki „schodkowe" do popularnych samochodów z czujnikami 6–stopniowymi a na rysunku 15 z czujnikami 3–stopniowymi.

Należy też pamiętać, że aparat zapłonowy w silnikach 4–suwowych ma dwukrotnie mniejszą prędkość obrotową i kąty α_z i β_z będą o połowę mniejsze od katów dla wału korbowego (WK), natomiast kąt wstępny występuje tylko dla WK.

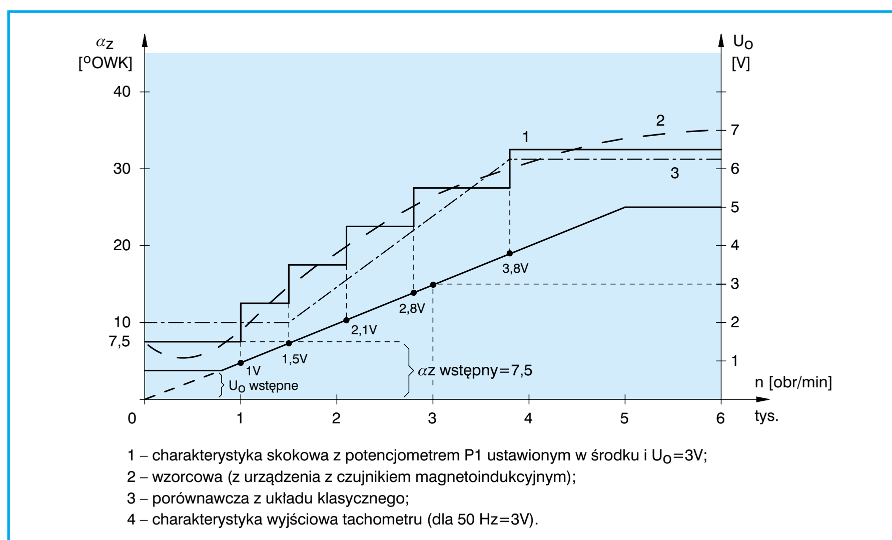
Aby uzyskać żądaną charakterystykę α_z, należy wziąć pod uwagę opóźnienie sygnału jakie wprowadza sam czujnik a także elementy modułu. Czujnik wprowadza opóźnienie rzędu 1° OWK przy 5000 obr/min silnika, moduł z komparatorem LM 393 wprowadza ok. 0,5° czyli razem ok. 1,5° OWK w zależności od producenta układu 358. Jeśli ktoś zastosuje ten układ, to nie powinien usuwać rezystora R6 i chociaż jest on zbędny do tego wzmacniacza, to daje zauważalne zmniejszenie opóźnienia.

Dodatkowe opóźnienie wystąpiłoby gdyby tranzystor mocy sterowany był poprzez wtórnik emiterowy. Opóźnienie jest większe również wtedy gdy w czujniku są zamontowane mało wydajne diody świecące (można się o tym przekonać zmniejszając prąd rezystorem szeregowym). Spadek prądu diod przy rozruchu daje jednak korzystne opóźnienie (rys. 15a).

Aby opóźnienie skompensować należy, przy rozmierzaniu ustawienia transoptorów, kąt sumaryczny zwiększyć o ok. 2° (OWK) dzieląc nadwyżkę na wszystkie stopnie po równo. Nachylenie ogólne krzywej α_z najbardziej zależy od stopnia sprężania i trochę od rodzaju chłodzenia (przy tej samej LO paliwa). Silniki chłodzone powietrzem osiągają nieco większą temperaturę i przy tym samy stopniu sprężania powinny mieć wyprzedzenie o ok. 2° mniejsze przy 3000 obr/min.

Zestrojenie modułu i czujnika

Moduł jest jednakowy do wszystkich wielostopniowych (o tej samej liczbie cylindrów) i nie musi być adresowany do konkretnego czujnika pod warunkiem, że napięcie $+U_{cc}$, $+U_{cz}$ oraz U_0 dynamiczne są takie same.

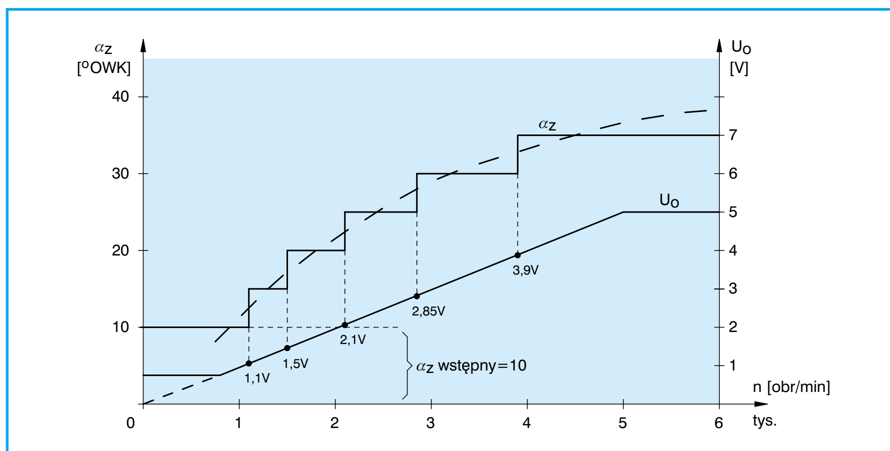


Rys. 13 Charakterystyka do regulatora skokowego do Fiata 126p dla urządzenia modelowego z czujnikiem 6-stopniowym

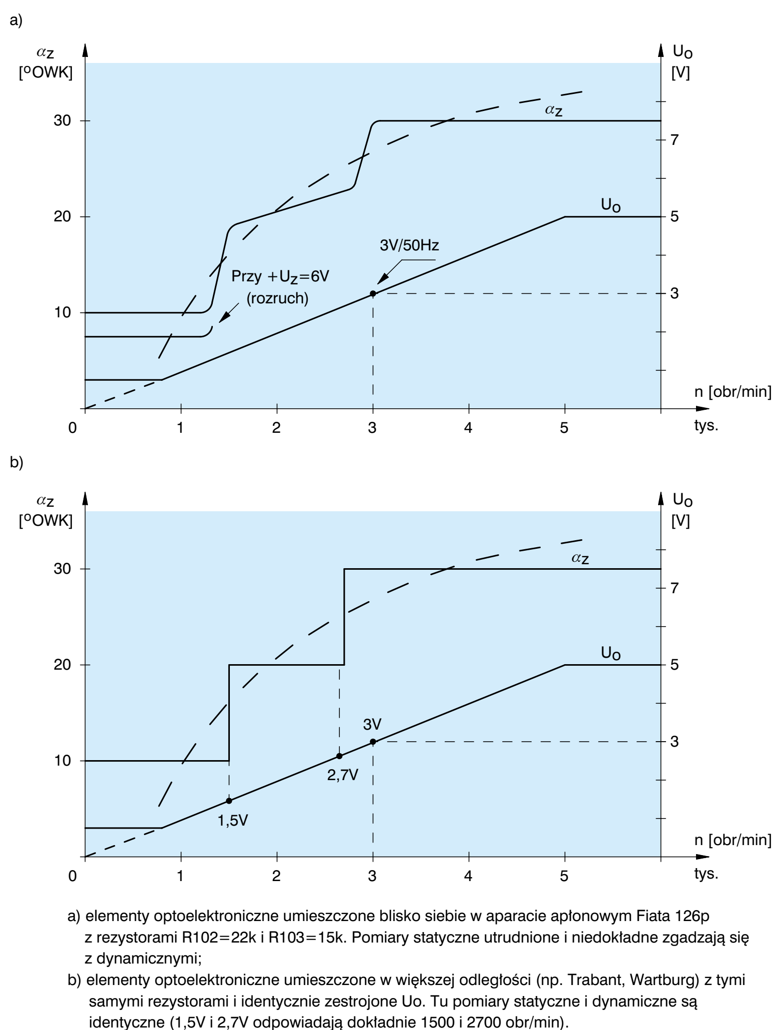
Po dokładnym sprawdzeniu płytki (zmontowanej ze sprawdzonych elementów) zestawiamy układ pomiarowy jak na rys. 16. Na uzwojeniu wtórnym cewki zapłonowej wykonujemy iskiernik z drutu z przerwą ok. 10 mm. Jeśli nie posiadamy zasilacza stabilizowanego o dużej obciążalności (5÷10 A) to można zastosować naładowany akumulator 12 V. Czujnika na razie nie dołączamy. Włączamy zasilanie, obserwując pobierany prąd (przez amperomierz włączony w dodatni przewód zasilający), który powinien wskazać niewielki prąd spoczynkowy, rzędu 60÷150 mA w zależności od rodzaju stabilizatora i wartości rezystora R19. Prąd cewki nie płynie bo jest zablokowany przez automatykę i aby uzyskać jego przepływ trzeba zewrzeć bazę tranzystora T3 do masy. Jeśli I_m znacząco odbiega od zalecanego dla danego typu cewki (tu 4,5 A przy 18°C dla cewki 4240 lub 101) należy zmienić rezystor R21 na większy jeśli prąd chcemy zwiększyć lub odwrotnie. Najlepiej jeśli rezystory dobierane lutowane są na „kołkach”, wtedy operacja jest ułatwiona. Przy dobieraniu tego rezystora nie należy przesadzać z dokładnością i zupełnie wystarczy z szeregu 5%.

Następnie sprawdzamy napięcia stabilizowane $+U_{cz}$ i $+U_{cc}$. Diody Zenera mają duży rozrzut parametrów i lepiej pomierzyć je przed wlutowaniem. Jeśli napięcia są dobre, mierzymy napięcia wstępne U_0 na kondensatorze C2 woltomierzem (analogowym lub cyfrowym) o rezystancji wejściowej min. 2 MΩ. Korekcję tego napięcia przeprowadzamy rezystorem R5 lub R9 (a precyzyjnie R7) na wartość 0,78÷0,8 V. Teraz sprawdzamy działanie całego modułu poprzez zwieranie wejścia (punkt S) do masy z częstotliwością ok. 2 razy na sekundę. Przy każdym zwarciu (oprócz pierwszego) powinno następować wyładowanie iskrowe a gdy przestaniemy zwierać to prąd cewki powinien płynąć przez ok. 4 s i następnie zaniknąć bez wyładowania iskrowego. Jeśli chcemy przedłużyć lub skrócić czas zadziałania automatyki to rezystor R17 może mieć 33÷100 kΩ (dla 33 kΩ t=2 s; dla 100 kΩ t=6 s).

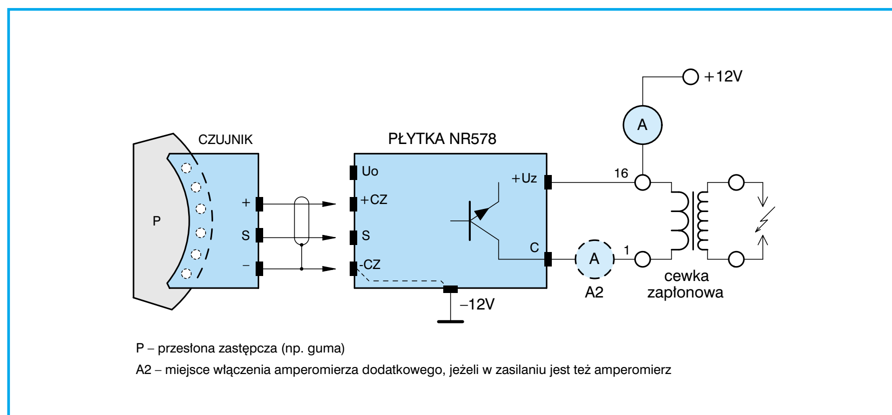
Jeśli ktoś buduje wersję bez regulatora elektronicznego to zestrojenie modułu będzie takie samo (po wyjęciu US2 lub nie montowaniu elementów tachometru), jedynie napięcie odniesienia dla wersji z rys. 6a będzie inne. Sprawny moduł łączymy z czujnikiem i przystępujemy do jego strojenia. Podane na rys. 3 wartości rezystorów nie wymagają strojenia, ale opiszę je po to, aby każdy mógł je przeprowadzić przy zastosowaniu czujnika o innej liczbie transoptorów (np. 5 czy 7). Zamiast przesłony wycinamy odpowiedni wycinek materiału nieprzezroczystego np. dętki samochodowej, dobranej tak, aby przy zasłoniętych transoptorach nie dochodziło światło zewnętrzne. Do p. S i masy dołączamy woltomierz o R_{we}>2 MΩ. Zasłaniamy wszystkie fototranzystory obserwując napięcie woltomierza, powinno być bliskie $+U_{cc}$. Następnie odsłaniamy FT1 i potencjometrem dostrojczym za-



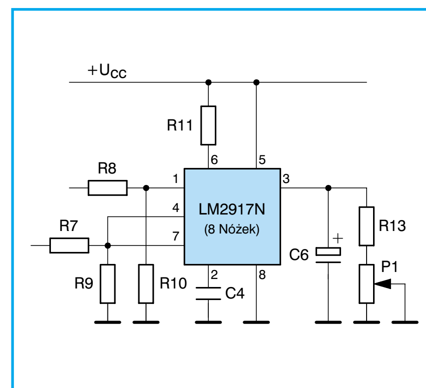
Rys. 14 Charakterystyka α_z regulatora z czujnikiem 6-stopniowym do silnika 4 cylindrowego Polonez i podobnych



Rys. 15 Charakterystyka α_z czujnika 3-stopniowego



Rys. 16 Układ połączeń do strojenia modułu i czujnika



Rys. 17 Schemat połączeń układu 2917 w wersji 8-mio nóżkowej (LM 2917N-8)

miast R103 ustawiamy napięcie najwyższego schodka (tu 3,8 V). Po zmierzeniu wartości rezystora dostrojczego wlutowujemy najbliższy rezystor stały jako R103 a rezystor dostrojczy włączamy zamiast rezystora R104 i po odsłonięciu drugiego schodka (tu 2,8 V) i tak po kolei aż do TS6. Fototranzystor transoptora TS6 nie ma rezystora w obwodzie kolektora i woltomierz wskaże napięcie nasycenia fototranzystora (najczęściej 0,10÷0,15 V).

Strojenie czujnika 3–stopniowego jest trudniejsze ze względu na bliskość fotoelementów, napięcia na sąsiednich schodkach „przechodzą" łagodnie i nie zawsze dokładnie zgadzają się z oczekiwanymi (rys. 15a). Podane rezystory R102 i R103 pasują do wszystkich wersji i nie potrzeba ich dobierać, chyba, że ktoś ma oprzyrządowanie do badania charakterystyk dynamicznych (napęd, stroboskop, obrotomierz – może być wykorzystany z modułu). Po zestrojeniu statycznym przystępujemy do zestrojenia dynamicznego czyli ustawienia napięcia wyjściowego tachometru U_0. Ponieważ z założenia nie mamy oprzyrządowania, wykorzystamy „przydźwięk" sieci energetycznej 50 Hz, pod warunkiem, że w pomieszczeniu jest instalacja elektryczna niedaleko od stanowiska pomiarowego. Włączamy zasilanie modułu (czujnik nie musi być dołączony) i mierzymy napięcie w p. U_0, które powinno być zgodne z zestrojeniem statycznym czyli 0,78÷0,8 V, teraz dotykamy palcem (za pośrednictwem wkrętaka itp.) do końcówki 1 układu US2. Potencjometr P1 powinien być ustawiony w środku skali i zaznaczony a napięcie U_0 powinno być jak najbliższe 3 V dla silnika 2–cylindrowego i 1,5 V dla 4–cylindrowego. Korekcję napięcia przeprowadzamy rezystorem R13, zwiększając go zwiększamy napięcie i odwrotnie. Dla silnika 4–cylindrowego R13 będzie miał ok. 56 kΩ. Aby się upewnić czy ustawienie U_0 dynamicznego było prawidłowe, operację można powtórzyć kilkakrotnie.

Układ LM 2917 ma bardzo dobrą liniowość i jeśli ustawimy przy 50 Hz (odpowiada 3000 obr./min) to i reszta przebiegu będzie prawidłowa.

Nie posiadałem układu LM 2907, ale jest to też układ tachometryczny a z publikacji prasowych przypuszczam, że powinien być identyczny jak LM 2917. Istnieje też wersja 8–nóżkowa układu 2917, jego schemat wyprowadzeń podany jest na rys. 17. Strojenie dynamiczne U_0 może być przeprowadzone przed strojeniem czujnika np. w czasie strojenia statycznego.

Tabela 1 – Najczęściej występujące napięcia stałe w typowych punktach modułu

Miejsce pomiaru napięcia	Ustawienie przesłony czujnika	
	na kącie zwarcia β_z	poza kątem β_z
Wyjście komparatora LM 393	0,16 V	5,2 V
Na C7	0 V (stan ustalony)	3,6 V
Baza T5	1,9 V (przed wyłączeniem	0,1 V
Baza T3	0,78 V (po zadziałaniu automatyki)	0,06 V
Baza T1	jak na C7	0,66 V
Baza T2	0,1 V	0,7 V
P. S i k. 2 US1	Zależnie od ustawienia koła sygnałowego przy odłączonym czujniku prawie równe $+U_{cc}$	

Często się zdarza, że zmontowane urządzenie nie działa lub działa nieprawidłowo. Wówczas szczegółowo sprawdzamy zgodność płytki ze schematem ideowym, jeśli będą różnice w połączeniach to trzeba ustalić czy błąd jest w schemacie czy w płytce (oba przypadki są możliwe). Jeśli już jest zgodność schematu z płytką to trzeba szczególną uwagę zwrócić na kierunek wlutowania diod (zdarzają się też mylne oznaczenia) oraz tranzystorów i kondensatorów elektrolitycznych. Jeśli wszystko się zgadza to ponownie włączamy zasilanie, (jeśli płynie cały czas prąd I_m to zamiast cewki włączamy żarówkę małej mocy) i krok po kroku, jak było podane przy opisie zasady działania, mierzymy napięcia w poszczególnych punktach układu aż do ujawnienia niesprawnego elementu. W Tabeli 1 podane są napięcia typowe w charakterystycznych punktach układu pomierzone podczas testowania działającego prawidłowo modułu.

Układy scalone najlepiej montować na podstawkach, bo wtedy łatwo je sprawdzić, lub skontrolować elementy połączone z układem po jego wyjęciu. Opisane strojenie przeprowadzamy w temperaturze „pokojowej" rzędu 18÷20°C°. Badanie układu na wysokie temperatury (do 100°C) wykazało, że ze wzrostem temperatury występuje bardzo mały wzrost opóźnienia ogólnego, ale jest to wzrost zalecany, więc nie potrzeba go kompensować. Ze wzrostem temperatury silnika i otoczenia również powinno się opóźniać zapłon. Przy zestrajaniu I_m trzeba pamiętać, że wzrost temperatury tranzystora ograniczającego T4 ustala I_m na niższym poziomie. Przy małych temperaturach modułu, I_m będzie nieco wyższy, ale to też jest korzystne i nie trzeba kompensować.

◊ ***Stefan Roguski***

Wykaz płytek drukowanych, układów programowanych i innych elementów

Poniżej prezentujemy cennik płytek drukowanych, układów zaprogramowanych, programów, folii i innych podzespołów dostępnych w sprzedaży wysyłkowej w „Praktycznym Elektroniku”.

Zamówienia przyjmujemy na kartach pocztowych, kuponach zamieszczanych w PE, faksem **(0–68) 324–71–03** oraz e–mailem (**reklama@pe.com.pl**). W zamówieniu prosimy podawać dokładnie i wyraźnie swój adres a pod adresem tylko numery płytek lub nazwy programów i podzespołów. Nie przyjmujemy zamówień telefonicznie. Zamówienia od firm przyjmowane są tylko w formie pisemnej z upoważnieniem do wystawienia faktury VAT bez podpisu odbiorcy. **Koszty wysyłki wynoszą 10zł.**

Płytki drukowane, zaprogramowane układy oraz inne elementy oznaczone w wykazie gwiazdką będą sprzedawane do wyczerpania zapasów magazynowych.

Aktualny wykaz archiwalnych numerów znajduje się przy karcie zamówień.

◊ ***Redakcja***

Cennik płytek drukowanych.

002*	Transkoder SECAM–PAL	3/92	1,97 zł
005*	Detektor zera	3/92	1,27 zł
025*	Fonia czterocewkowa	1/93	0,64 zł
035*	Uniwersalny zasilacz	1/93	2,05 zł
037*	Dekoder PAL TC 500D/E	3/93	1,54 zł
038*	Dekoder PAL R202/A	3/93	1,95 zł
041*	Zegar MC 1206 – wyświetlacz	2/93	2,35 zł
048*	Zegar MC 1206 – sekundy cyfrowe	3/93	2,38 zł
053*	Kwarcowy generator 50 Hz	4/93	1,27 zł
055*	Zasilacz do wzmacniacza antenowego	4/93	1,27 zł
058*	Wzmacniacz z reg. barwy dźwięku	5/93	7,93 zł
064*	Tranzystorowy korektor graf. we/wy	6/93	1,41 zł
065*	Tranzystorowy korektor graf. filtry	6/93	6,31 zł
070*	Korektor graf. – pamięć charakt.	7/93	6,16 zł
071*	Fonia do odbioru programu POLONIA	5/93	0,78 zł
072*	Pływające światła – generator	6/93	1,27 zł
078*	Fonia stereo do odbioru Astry	6/93	1,49 zł
082*	Wzmacniacz odczytu do magnetofonu	8/93	3,64 zł
095	Radiotelefon na pasmo 27 MHz	9/93	2,53 zł
099*	Przetwornik f/U	10/93	4,40 zł
102	Korektor sygnału video	12/93	2,39 zł
105	Wzm. mocy do radiotelefonu 27 MHz	11/93	1,27 zł
108	Wzmacniacz mocy 150 W	12/93	8,23 zł
109*	Układ logarytmujący	12/93	2,33 zł
111*	Automat losujący	1/94	3,42 zł
116*	Blokada tarczy telefonicznej	2/94	1,45 zł
120*	Termometr – zasilanie bateryjne	2/94	0,64 zł
122*	Konwerter UKF/FM + Dł/Śr	2/94	0,64 zł
124*	Dekoder PAL do OTVC Rubin 714	3/94	2,72 zł
127*	Bootselektor do Amigi	3/94	0,64 zł
130*	Spowalniacz do Amigi	4/94	0,73 zł
131*	Stół mikserski – wzmacniacz sumy	4/94	2,56 zł
145*	Układ do przegr. taśm magnetowid.	6/94	3,11 zł
149*	Sampler do Amigi	7/94	1,05 zł
165*	Obrotomierz cyfrowy – mnożnik	10/94	2,84 zł
170*	Lampa sygnalizacyjna	11/94	2,88 zł
171*	Symetryzator antenowy	11/94	1,74 zł
174	Generator funkcyjny	12/94	2,61 zł
176*	Analizator widma	1/95	8,50 zł
177*	Układ kalibracji prądu podkładu	12/94	3,97 zł
180*	Przedwzmacniacz antenowy	12/94	1,27 zł
186	Generator funkcyjny – płyta główna	1/95	11,40 zł
192*	Układ fonii satelitarnej	2/95	2,72 zł
203*	Zdalne sterowanie oświetleniem	5/95	2,60 zł
208	Mikrofon bezprzewodowy	6/95	1,69 zł
210	Mikroprocesorowy zegar sterownik	6/95	16,05 zł
212	Alarm samochodowy – pilot	6/95	1,52 zł
213	Alarm samochodowy – centralka	6/95	7,39 zł
214	Alarm samochodowy – radiopowiadom.	7/95	3,91 zł
216	Mikorofon bezprzewodowy – odbiornik	7/95	4,47 zł
223*	Przetwornik „True RMS”	9/95	1,01 zł
229*	Przystawka do efektu „TREMOLO”	10/95	0,96 zł
232*	Uniwersalna ładowarka akumul. Ni–Cd	10/95	3,19 zł
233	Mikropr. miernik częst. – pł.głów.	10/95	3,39 zł
234	Mikropr. miernik częst. – mikropr.	10/95	5,92 zł
235	Mikropr. miernik częst. – pł.przed.	11/95	5,92 zł
236	Mikropr. miernik częst. – wzm. We	11/95	7,37 zł
237	Preskaler 1,3 GHz	12/95	1,27 zł
241*	Gwiazda betlejemska – diody	11/95	11,07 zł
242*	Gwiazda betlejemska – automatyka	11/95	2,81 zł
244*	Automatyczny wyłącznik do domofonu	12/95	0,91 zł
251*	Dodatkowe światło STOP w samocho.	1/96	0,65 zł
254	Super Bass	2/96	1,75 zł
255*	Elektroniczna ruletka	2/96	4,25 zł
258*	Regulator żarówek halogenowych	3/96	3,22 zł
262*	Sterownik świateł ulicznych	3/96	1,62 zł
263*	Generator szumu układy dodatkowe	4/96	1,34 zł
264*	Przetwornica +5 V na –5 V	4/96	1,84 zł
270*	Zasilacz napięcia zmiennego	5/96	4,14 zł
271*	Automat perkusyjny – generator	5/96	4,77 zł
272*	Automat perkusyjny – matryca	5/96	1,91 zł
273*	Automat perkusyjny – instrumenty	6/96	5,74 zł
274*	Automatyczny włącznik zapisu	6/96	0,69 zł
280*	Centralka domofonu – płyta przednia	8/96	1,32 zł
281*	Prosty betametr	8/96	0,64 zł
286*	Automat. wyłącznik ster. światłami	9/96	4,75 zł
290*	Intervox	10/96	1,60 zł
292	Przetwornica DC/DC 12V/±30V	10/96	7,22 zł
294*	Kontroler stanu akum. samochodego	10/96	1,27 zł
295*	Czujnik ultradźwiękowy	11/96	4,28 zł
296	Samochodowy wzmacniacz HiFi –100W	11/96	6,24 zł
299	Jednozakr. wolt–amper. 3/5 cyfry	12/96	3,76 zł
300	Zasilacz laboratoryjny 2001	12/96	8,58 zł
301	Zasilacz lab. z przetwornikiem. C/A	1/97	5,82 zł
302	Zasilacz laboratoryjny – mikroproc.	1/97	16,45 zł
305*	Zabawka – tester refleksu	12/96	9,55 zł
309	Wzm. mocy MOSFET – TDA 7296	3/97	3,42 zł
311*	Programowany tajmer	2/97	12,45 zł
312	Dekoder SURROUND	2/97	7,32 zł
314	Imobilajzer z oszukiwaczem do sam.	2/97	5,83 zł
315*	Domowy telefon – zabawka	3/97	1,58 zł
317	Aparat (pod)słuchowy	3/97	2,41 zł
318*	Siedmiokanałowy analizator widma	3/97	10,55 zł
321	Generator PAL ster. mikroprocesorem	4/97	5,04 zł
322*	Elektr. przerywacz kierunkowskazów	4/97	1,52 zł
323*	Precyzyjny miernik wysterowania VU	4/97	4,11 zł
327*	Pozycjoner – pilot	5/97	2,84 zł
334*	Sygnalizator dźwiękowy gotow. słoi	6/97	2,22 zł
335*	Konwerter ultradźwiękowy	6/97	4,08 zł
336	Uniwersalny zasilacz LM 317, LM 350	7/97	2,82 zł
338*	Zasilacz impulsowy	7/97	6,90 zł

339*	Programator do tunera telewizyjnego	7/97	11,28 zł
341*	Tester pojemności akumulat. Ni–Cd	8/97	6,24 zł
343*	Wykrywacz kłamstw	8/97	1,63 zł
348*	Sterownik regulator temperatury	9/97	2,72 zł
352*	Przystawka logarytmująca	10/97	3,11 zł
355	Śnieżne gwiazdki na choinkę	11/97	2,81 zł
356*	Urządzenie usuwające osad w instalacji.	11/97	1,95 zł
358*	Korektor wizyjny – korektor RGB	12/97	8,80 zł
361*	Akustyczny próbnik przejścia	11/97	1,52 zł
364*	Komputerek samochodowy	12/97	6,96 zł
365	Video korektor – rozkodowyw. kaset	12/97	9,96 zł
367*	Fazowy sterownik mocy	12/97	4,53 zł
372	Częstościo. z aut. zmianą zakresu	1/98	5,75 zł
373	Generator funk. 10 MHz pł. czołowa	3/98	17,44 zł
374	Generator funk. 10 MHz sterownik	3/98	7,36 zł
375	Generator funk. 10 MHz pł. główna	3/98	10,35 zł
376	Generator funk. 10 MHz pł. zasilacza	3/98	2,79 zł
378*	Impulsowy stabilizator napięcia	1/98	2,05 zł
379*	Elektroniczny symulator rezystancji	2/98	5,26 zł
380*	Dekoder informacji dodatkowych RDS	2/98	1,85 zł
386*	Układ kontroli przepalenia żarówki	3/98	2,28 zł
387*	Dekoder RDS – część mikroprocesorowa	3/98	7,32 zł
391*	Elektroniczny potencjometr wieloobrot.	4/98	6,07 zł
392*	Dźwiękowy sygnalizator samochodu	4/98	1,52 zł
394	Samokalibrujący miernik LC	4/98	11,74 zł
395	Uniwersalna karta we–wy do IBM PC	5/98	14,49 zł
396*	Wzmacniacz – przystawka do telefonu	5/98	3,05 zł
399	Miniaturowa kamera telewizyjna	5/98	5,63 zł
402*	Miernik częstotl. – przystawka do PC	6/98	2,22 zł
403	Stół mikserski – wzmacniacz kanałowy	6/98	6,57 zł
404	Stół mikserski – wzmacniacz	7/98	6,25 zł
405	Stół mikserski – wzmacniacz sumy	6/98	6,57 zł
406*	Zasilacz impulsowy 12V/10A	6/98	8,38 zł
408	Stół mikserski – wskaźnik wysterow.	7/98	6,57 zł
409	Stół mikserski – korektor graficzny	7/98	10,54 zł
410*	Zabezp. mieszkania z radiopowiad.	7/98	6,75 zł
411*	Miniaturowy zasilacz impulsowy	7/98	3,06 zł
412*	Modulator wizyjny	7/98	2,39 zł
413	Wzmacniacz mocy w.cz.	8/98	4,99 zł
416	Uniwersalny sterownik silników krokow.	8/98	4,58 zł
418*	Kompletny wzmacniacz m.cz. 2x40 W	8/98	17,13 zł
419	Gwiazda betlejemska–ozdoba	11/98	5,30 zł
420	Modulator–nadajnik TV małej mocy	9/98	4,29 zł
421*	Regulator temperatury do lodówki	9/98	18,04 zł
422*	Woltomierz ze skalą logarytmiczną	9/98	18,04 zł
423*	Moduł przetwornika wartości skutecz.	10/98	2,30 zł
424*	Peak Hold Level Meter	9/98	4,25 zł
425	Prostownik z układem UC 3906	9/98	3,97 zł
426	Mikroprocesorowy regulator mocy	10/98	6,16 zł
429*	Kontroler napięcia akumul. w latarce	10/98	1,90 zł
430*	Rotujący zegar	10/98	5,32 zł
432	Tester żarówek do samochodu	11/98	3,10 zł
433	Bezprzewodowy dzwonek + bariera opto	11/98	5,98 zł
434*	Generator Sygnałów małej częstot.	12/98	6,97 zł
436*	Sygnalizator cofania do samochodu	12/98	2,28 zł
437*	Mini automat perkusyjny	12/98	3,51 zł
438*	Mikroprocesorowy zamek szyfrowy.	12/98	3,07 zł
440*	Antyusypiacz dla kierowców	1/99	2,53 zł
441	Generator obrazu TV – PAL	2/99	9,30 zł
442*	Tester wzmacniaczy operacyjnych	1/99	3,86 zł
444	Walentynkowe serduszko	1/99	3,15 zł
445	Programator mikrokontrolerów AVR	2/99	16,19 zł
446*	Detektor gołoledzi	1/99	3,61 zł
447*	Disko – błysk	2/99	9,49 zł
449*	Migająca strzałka z wykrzyknikiem	4/99	6,26 zł
450	Oscyloskop cyfrowy – wzm. we.	2/99	7,40 zł
451	Oscyloskop cyfrowy – rejestrator	6/99	16,58 zł
452	Oscyloskop cyfrowy – procesory	5/99	19,36 zł
453	Oscyloskop cyfrowy – zasilacz	7/99	4,24 zł
454	Oscyloskop cyfrowy – klawiatura	7/99	8,28 zł
455*	Refleksomierz – miernik czasu reakcji	3/99	6,14 zł
456*	Scalony generator funkcyjny	2/99	4,62 zł
458	Synteza do tunera UKF	4/99	11,64 zł
459	Stacja lutownicza – regulator temper.	3/99	11,36 zł
460	Programator procesorów ATMEL	4/99	14,67 zł
462*	Ściemniacz oświetlenia wnętrza auta	5/99	2,53 zł
463*	Symulator obecności domowników	6/99	7,40 zł
465	Samochodowy wzm. mocy 4 x 70W	4/99	10,44 zł
466	Przedwzmacniacz samochodowy	5/99	13,54 zł
467	Korektor do przedwzmacniacza samoch.	6/99	9,49 zł
470	Generator UKF	7/99	5,57 zł
471	Generator UKF – synteza częstotliw.	9/99	13,16 zł
472	Ultradźwiękowy odstraszacz psów	6/99	1,90 zł
473	Dekoder dźwięku Canal+	1/00	3,73 zł
475	Laboratoryjny zasilacz 0–30V/5A	9/99	13,29 zł
476*	Uniwersalny tajmer	7/99	4,30 zł
478	Programator PIC16F83/84, 16C84	8/99	3,29 zł
479*	Tłumik regulowany w.cz.	8/99	11,26 zł
480	Mikroprocesorowy wykrywacz metali	7/99	3,54 zł
481*	Kostka do gry	8/99	2,53 zł
484	Szybka ładowarka do akumul. NiCd	9/99	3,80 zł
486*	Sonda napięciowa	9/99	3,54 zł
488*	Wzm. samochodowy z zasil. –/+12V	10/99	8,23 zł
489	Emulator mikrokontrolera AT89C2051	10/99	11,89 zł
490*	Analogowo–cyfrowy miernik częstotliw.	10/99	4,11 zł
491*	Charakterograf – przystawka do oscylo.	10/99	7,34 zł
496	Wentylator do PC	12/99	3,17 zł
497	Termometr diodowy od –8C do +30C	11/99	7,08 zł
498	Analogowo–cyfrowy miernik indukcyj.	11/99	4,11 zł
499	Zasilacz laboratoryjny 0–30V/5A	11/99	9,11 zł
500	Radiopowiadomienie 433 MHz	11/99	8,48 zł
501	Wzorcowy generator kwarcowy z dziel.	12/99	4,11 zł
502	Miniaturowy generator funkcyjny	12/99	4,11 zł
504	Regulator obrotów	1/00	4,55 zł
506	Generator napisów do magnetowidu	12/99	5,45 zł
507	Układ Surround do zestwu stereo	1/00	9,68 zł
509	Od'PIC'owany budzik	2/00	11,32 zł
512	Elektroniczny terminarz	2/01	6,90 zł
513*	Dekoder NICAM	6/00	7,37 zł
514	Syrena policyjna	2/00	2,53 zł
516	Walkmen dla zakochanych	2/00	2,78 zł
517	Zdalne sterowanie oświetleniem cz.1	3/00	10,76 zł
519	Mikser audio do udźwiękowiania filmów	3/00	25,05 zł
520*	Minutnik	3/00	9,11 zł
521*	Analizator widma z pamięcią	3/00	4,30 zł
522*	Zdalne sterowanie oświetleniem cz. 2	4/00	4,60 zł
523*	Zdalne sterowanie oświetleniem cz. 3	4/00	3,80 zł
524*	Elektroniczna szczurołapka	4/00	3,04 zł
525	Sygnalizator cofania do samochodu	4/00	9,87 zł
526*	Kondensatorowa przetwornica +/–12V	4/00	3,54 zł
528	Subwoower aktywny – kino domowe	5/00	3,08 zł
529	Wzmacniacz mocy 2x120W	5/00	10,84 zł
530	Impulsowy wykrywacz metali	8/00	10,78 zł
531*	Zamek szyfrowy	5/00	4,13 zł
532	Stabilizator wstępny ograniczający moc strat w tranzystorach szeregowych zasilaczy laboratoryjnych	6/00	4,84 zł
533	Cyfrowy termometr 2 i 1/2 cyfry	6/00	7,10 zł
534*	Przedwzmacniacz gramofonowy	6/00	7,48 zł
535*	Elektroniczny dzwonek rowerowy	6/00	2,75 zł
536	Aktywny korektor basów	8/00	7,48 zł
537	Cyfrowy barometr	7/00	7,10 zł

538	Konwerter telewizyjny	7/00	2,97 zł
539	Podłączenie dodatkowego wzm. mocy do radioodtwarzacza samochodowego	7/00	5,28 zł
540	Miniwoltomierz	7/00	3,41 zł
541	Elektroniczna kostka do gry	7/00	4,29 zł
542	Automatyczny regulator poziomu dźwięku	11/00	4,84 zł
543	Konwerter UKF FM	8/00	3,36 zł
544	Pomiar pojem. kondensatorów elektrolit.	8/00	4,95 zł
545	Wzmacniacz mocy do subwoofera	8/00	5,28 zł
547	Układ poszerzania bazy stereo	9/00	2,75 zł
548	Stroboskop samochodowy	9/00	3,14 zł
549	Wskaźnik ładowania i rozładowania akumulatora	9/00	3,19 zł
550	Monitor linii telefonicznej	9/00	3,19 zł
551	Wzmacniacz wejściowy do częstościomierza	9/00	3,41 zł
552	Impulsator wycieraczki szyb samochodowych	10/00	2,75 zł
553	Prostownik z automatycznym wyłączaniem	10/00	3,14 zł
554	Przetwornik true RMS – Przystawka do multimetru	10/00	4,95 zł
555	Dwukanałowa analogowo–cyfrowa przystawka do oscyloskopu	10/00	5,72 zł
556	Urządzenie iluminofoniczne	10/00	3,58 zł
557	System monitorująco–rejestrujący z kamerami przemysłowymi	10/00	7,32 zł
558	Przedwzmacniacz Hi–Fi ukł. wej.	11/00	10,78 zł
559	Przedwzmacniacz Hi–Fi ukł. reg	11/00	5,50 zł
560	Wielofunkcyjny domowy system alarmowy – pilot	11/00	2,75 zł
561	Wielofunkcyjny domowy system alarmowy – alarm	11/00	14,08 zł
562	Termoregulator z pomiarem temperatury do mieszkania i samochodu	11/00	11,88 zł
563	Przesuwnik fazy do subwoofera	12/00	2,75 zł
564	Układziki modelarskie	12/00	3,08 zł
565	Mikroprocesorowy programator pracy wycieraczek	12/00	4,29 zł
566	Mininadajnik UKF–FM	12/00	2,75 zł
567	Superbass do samochodu	12/00	8,64 zł
568	Buforowe zasilanie modeli	1/01	3,20 zł
569	Wzmacniacz mocy klasy D	1/01	11,50 zł
570	Świecący numerek policyjny	1/01	8,50 zł
571	Przyrząd elektroakustyka	2/01	9,50 zł
572	Przetwornica do folii elektroluminescencyjnych	1/01	5,50 zł
573	Włącznik dźwiękowy	1/01	6,20 zł
574	Ściemniacz sterowany pilotem	2/01	3,40 zł
575	Ściemniacz sterowany pilotem – pilot	2/01	2,50 zł
578	Elektroniczny zapłon do samochodu	2/01	4,90 zł
576	Kaskadowy wzmacniacz słuchawkowy	2/01	3,00 zł

Zaprogramowane układy:

BUDZIK	od'PIC'owany zegar–budzik	2/00	45,00 zł
CZĘSTO	miernik częstotliwości	1/98	35,00 zł
EMULAT	emulator 89C2051	10/99	38,00 zł
KOSTKA*	kostka do gry	8/99	12,00 zł
LC	miernik LC	4/98	35,00 zł
MIERNIK	miernik częstotliwości do wyświetlacza LCD 2x24	10/95	18,00 zł
MIERNIK II	miernik częstotliwości do wyświetlacza LCD 2x16	10/95	18,00 zł
NOTES	Elektroniczny terminarz	2/01	40,00 zł
OBRAZ	generator obrazu testowego PAL	2/99	30,00 zł
OSCYLO	zestaw zaprogramowanych układów do oscyloskopu cyfrowego	5/99	150,00 zł
PAL	generator testowy PAL	4/97	35,00 zł
POZYCJONER	pozycjoner satelitarny	5/97	30,00 zł
RDS*	dekoder RDS	3/98	35,00 zł
REGULATOR	regulator mocy	10/98	28,00 zł
RISC	programator mikrokontrolerów AVR	2/99	40,00 zł
SCM	Ściemniacz sterowany pilotem	2/01	35,00 zł
SILNIK	sterownik silnika krokowego	8/98	15,00 zł
SYNTEZA	synteza do tunera UKF	4/99	40,00 zł
UKF	generator serwisowy UKF	7/99	35,00 zł
VIDEO	rozkodowywacz kaset video	12/97	38,00 zł
WEN	regulator obrotów	1/00	28,00 zł
WOLTOMIERZ	laboratoryjny woltomierz	4/97	35,00 zł
WYKR	wykrywacz metali	7/99	35,00 zł
WZM	układ do zestawu wzmacniacza samochodowego	5/99	40,00 zł
ZASILACZ	mikroprocesorowy zasilacz 2000	11/96	25,00 zł
ZEGAR	mikroprocesorowy zegar	6/95	15,00 zł

Dyskietki i płyty z oprogramowaniem:

nazwa	opis	PE	cena
CD–PE1	CD–ROM z archiwalnymi numerami Praktycznego Elektronika 1992–97		30 zł
CD–PE2	CD–ROM z archiwalnymi numerami Praktycznego Elektronika 1992–99		30 zł
CD–K	Komplet CD–PE1 + CD–PE2		50 zł
CD–RISC	CD–ROM z programami i dok. RISC	2/99	35,00 zł
DYSK–RISC	dyskietka z programami RISC	2/99	25,00 zł
OSD	dyskietka do generatora napisów	12/99	30,00 zł
PIC	dyskietka do programatora PIC	8/99	10,00 zł
PROGAT	dyskietka do programatora ATMELI	4/99	25,00 zł

Obudowy, folie, i inne

OBUDOWY

symbol	opis	PE	cena
OB459	obudowa do stacji lutowniczej	3/99	30,00 zł
OB–TS	sonda napięciowa, stroboskop samochodowy	9/99; 9/00	7,15 zł

FOLIE

(samoprzylepne folie z wydrukowanymi napisami.)

F486*	folia do sondy napięciowej	9/99	3,50 zł
F487*	folia do analogowo–cyfrowego miernika „C”	9/99	3,50 zł
F490*	folia do analogowo–cyfrowego miernika „f”	10/99	3,50 zł
F491*	folia do charakterografu – przystawki do oscyloskopu	10/99	3,50 zł
F498*	folia do analogowo–cyfrowego miernika „L”	11/99	3,50 zł
F501*	folia do wzorcowego generatora kwarcowego	12/99	3,50 zł

INNE

MAX713	układ do ładowarki akumulatorów NiCl	9/99	30,00 zł
RDZEŃ	rdzeń z karkasem do ładowarki akumulator.	9/99	5,50 zł
RDZEŃ	rdzeń z karkasem do wzmacniacza samochodowego z zasilaczem –12V	10/99	5,50 zł
NAD433	nadajnik radiowy 433 MHz	11/99	15,00 zł
ODR433	odbiornik superreakcyjny 433 MHz	11/99	16,00 zł
ODH433	odbiornik radiowy z przemianą częstotliwości 433 MHz	11/99	88,00 zł
STV5730A	układ do generatora napisów	12/99	45,00 zł
Q17,7	rezonator kwarcowy do generatora napisów	12/99	5,00 zł
MPX4115A	czujnik do cyfrowego barometru	7/00	150,00 zł
WT262 100 kΩ	potencjometr wieloobrotowy	7/00	4,00 zł
SYMULATOR	Symulator pamięci EPROM	11/00	167,20 zł

PANELE

P475	panel do laboratoryjnego zasilacza czterozaciskowego	9/99	35,00 zł



Sygnały testowe audio

1 Szum różowy – kontrola kanałów
2 Szum różowy – kontrola fazy
3 Szum różowy – całe pasmo
4 Szum biały – całe pasmo
5 Szum różowy – pasmo 0÷0,2 kHz
6 Szum różowy – pasmo 0,2÷1 kHz
7 Szum różowy – pasmo 1÷20 kHz
8 Szum różowy – pasmo 6÷20 kHz
9 Miernik wysterowania – poziomy –30÷–4 dB, 1 kHz
10 Miernik wysterowania – impulsy 0 dB, 5 kHz
11 Sinus poziomy –80÷–10 dB, 1 kHz
12 Sinus przestrajany od 20 Hz do 20 kHz poziom –10 dB
13 Sinus 20 Hz, –10 dB
14 Sinus 25 Hz, –10 dB
15 Sinus 31,5 Hz, –10 dB
16 Sinus 40 Hz, –10 dB
17 Sinus 50 Hz, –10 dB
18 Sinus 63 Hz, –10 dB
19 Sinus 80 Hz, –10 dB
20 Sinus 100 Hz, –10 dB
21 Sinus 125 Hz, –10 dB
22 Sinus 160 Hz, –10 dB
23 Sinus 200 Hz, –10 dB
24 Sinus 250 Hz, –10 dB
25 Sinus 315 Hz, –10 dB
26 Sinus 400 Hz, –10 dB
27 Sinus 500 Hz, –10 dB
28 Sinus 630 Hz, –10 dB
29 Sinus 800 Hz, –10 dB
30 Sinus 1,0 kHz, –10 dB
31 Sinus 1,25 kHz, –10 dB
32 Sinus 1,6 kHz, –10 dB
33 Sinus 2,0 kHz, –10 dB
34 Sinus 2,5 kHz, –10 dB
35 Sinus 3,15 kHz, –10 dB
36 Sinus 4,0 kHz, –10 dB
37 Sinus 5,0 kHz, –10 dB
38 Sinus 6,3 kHz, –10 dB
39 Sinus 8,0 kHz, –10 dB
40 Sinus 10,0 kHz, –10 dB
41 Sinus 12,5 kHz, –10 dB
42 Sinus 16,0 kHz, –10 dB
43 Sinus 20,0 kHz, –10 dB
44 Szum 20 Hz, 1/3 okt.
45 Szum 25 Hz, 1/3 okt.
46 Szum 31,5 Hz, 1/3 okt.
47 Szum 40 Hz, 1/3 okt.
48 Szum 50 Hz, 1/3 okt.
49 Szum 63 Hz, 1/3 okt.
50 Szum 80 Hz, 1/3 okt.
51 Szum 100 Hz, 1/3 okt.
52 Szum 125 Hz, 1/3 okt.
53 Szum 160 Hz, 1/3 okt.
54 Szum 200 Hz, 1/3 okt.
55 Szum 250 Hz, 1/3 okt.
56 Szum 315 Hz, 1/3 okt.
57 Szum 400 Hz, 1/3 okt.
58 Szum 500 Hz, 1/3 okt.
59 Szum 630 Hz, 1/3 okt.
60 Szum 800 Hz, 1/3 okt.
61 Szum 1,0 kHz, 1/3 okt.
62 Szum 1,25 kHz, 1/3 okt.
63 Szum 1,6 kHz, 1/3 okt.
64 Szum 2,0 kHz, 1/3 okt.
65 Szum 2,5 kHz, 1/3 okt.
66 Szum 3,15 kHz, 1/3 okt.
67 Szum 4,0 kHz, 1/3 okt.
68 Szum 5,0 kHz, 1/3 okt.
69 Szum 6,3 kHz, 1/3 okt.
70 Szum 8,0 kHz, 1/3 okt.
71 Szum 10,0 kHz, 1/3 okt.
72 Szum 12,5 kHz, 1/3 okt.
73 Szum 16,0 kHz, 1/3 okt.
74 Szum 20,0 kHz, 1/3 okt.
75 Sinus poziom 0 dB, 1 kHz